



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

### ÚSTAV RADIOELEKTRIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## ALGORITMY DETEKCE RADAROVÝCH CÍLŮ

DETECTION ALGORITHMS OF RADAR TARGETS

### DISERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Mgr. Petra Štukovská (roz. Cabalková)

### ŠKOLITEL

SUPERVISOR

Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

BRNO 2021



# ABSTRAKT

Tato práce se zaměřuje na algoritmy detekce radarových cílů, konkrétně na skupinu algoritmů pro odstraňování rušivých odrazů od statických objektů – clutteru a pro potlačení projevů zkreslení způsobeného fázovým šumem aparatury. Metody pro odstraňování zkreslení v přijatém signálu jsou navrhovány pro implementaci do vyvíjeného aktivního multistatického radaru, který bude pracovat v režimu kódového multiplexu více vysílačů na jednom kmitočtu. Cílem disertace je navrhnout, implementovat v nástroji pro technické výpočty MATLAB a zanalyzovat účinnost a výpočetní náročnost těchto technik na simulovaných i reálných datech.

# KLÍČOVÁ SLOVA

bistatický radar, multistatický radar, kódový multiplex, clutter, fázový šum, vzájemná funkce neurčitosti, kaskádový filtr, metoda nejmenších čtverců, MATLAB

# ABSTRACT

This thesis focuses on detection algorithms of radar targets, namely on group of techniques for removing of disturbing reflections from static objects - clutter and for suppression of distortion products caused by the phase noise of the transmitter and receiver. Methods for distortion suppression in received signal are designed for implementation in the developed active multistatic radar, which operates in the code division multiplex of several transmitters on single frequency. The aim of the doctoral thesis is to design, implement in tool for technical computing MATLAB and analyze the effectiveness and computational complexity of these techniques on simulated and real data.

# KEYWORDS

bistatic radar, multistatic radar, code division multiplex, clutter, phase noise, Cross-Ambiguity function, lattice filter, least-mean square method, MATLAB

ŠTUKOVSKÁ, Petra. *Algoritmy detekce radarových cílů*. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134777>. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. 111 s., 0 s. příloh. Vedoucí práce: Ing. Michal Kubíček, Ph.D.



# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji disertační práci na téma Algoritmy detekce radarových cílů jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího disertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Na tomto místě bych ráda poděkovala svému školiteli Ing. Michalu Kubičkovi, Ph.D. za pomoc s mým doktorským studium a cenné rady k této disertační práci, dále mým kolegům z ERA a.s. za podklady, konzultace a v neposlední řadě podporu při dokončování této práce a na závěr své rodině, a především manželovi za podporu a trpělivost.



# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>x</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xiv</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Dosavadní vývoj a postup stanovení cílů disertace</b>	<b>5</b>
<b>2 Cíle disertace</b>	<b>14</b>
<b>3 Implementace metod odstraňování statického clutteru</b>	<b>15</b>
3.1 Ortogonalizace .....	15
3.2 Optimální metoda .....	16
3.3 Suboptimální metody .....	17
<b>4 Návrh a implementace metody pro odstraňování pohybujícího se clutteru</b>	<b>20</b>
4.1 Optimální metoda .....	20
4.2 Suboptimální metoda .....	22
<b>5 Návrh a implementace metody odstraňující i další zkreslení</b>	<b>24</b>
5.1 Odstraňování <i>hřebene</i> pro všechny nenulové Dopplerovy posuvy pro vzdálenosti blízké nule.....	24
5.2 Odstraňování clutteru a <i>hřebene</i> přes všechny Dopplerovy posuvy do určeného kmitočtu pro vzdálenosti blízké nule v jednom kroku .....	25
<b>6 Výpočetní náročnost metod</b>	<b>27</b>
6.1 Optimalizace metod vzhledem k výpočetní náročnosti .....	27
6.2 Výpočetní náročnost na cílové platformě .....	30
<b>7 Simulace</b>	<b>32</b>
7.1 Výsledky potlačení clutteru pro základní metodu převzatou z frekvenčního multiplexu .....	34
7.2 Výsledky potlačení clutteru pro optimální metodu pro kódový multiplex bez ortogonalizace .....	36
7.3 Porovnání optimálních a suboptimálních metod bez ortogonalizace .....	38
7.4 Porovnání optimálních a suboptimálních metod pro kódový multiplex s ortogonalizací .....	40
7.5 Vliv počtu vysílačů na limitní hodnotu potlačení clutteru optimální a suboptimálních metod s ortogonalizací .....	41



7.6	Vliv frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na účinnost potlačení clutteru.....	43
7.7	Vliv frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na účinnost potlačení clutteru při použití metody potlačující i pomalu pohybující se clutter .....	45
7.8	Vliv fázového šumu přijímače a vysílače na účinnost potlačení clutteru	46
7.9	Účinnost potlačování statického clutteru a „prosaků“ přímé cesty způsobené fázovým šumem přidáním algoritmu navazujícím na potlačení statického clutteru vs. rozšířením báze a potlačováním všeho v jednom kroku .....	50
7.10	Nalezení optimálního nastavení metod potlačení clutteru .....	55
7.11	Vliv korelovanosti signálů na účinnost potlačení clutteru pro optimální a suboptimální metodu kódového multiplexu .....	62
<b>8</b>	<b>Výsledky nad naměřenými daty</b>	<b>65</b>
8.1	Porovnání optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací .....	70
8.2	Účinnost potlačování statického clutteru a „prosaků“ přímé cesty způsobené fázovým šumem přidáním algoritmu navazujícím na potlačení statického clutteru vs. rozšířením báze a potlačováním všeho v jednom kroku .....	71
8.3	Nalezení optimálního nastavení metod potlačení clutteru .....	73
<b>9</b>	<b>Porovnání výsledků simulací s výsledky dosaženými nad měřenými daty</b>	<b>79</b>
9.1	Výsledky pro první zkušební měřenou konfiguraci.....	80
9.2	Výsledky pro druhou měřenou konfiguraci s funkčním vzorkem MSPSR	81
<b>10</b>	<b>Shrnutí a závěry</b>	<b>83</b>
	<b>Literatura</b>	<b>92</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>95</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1	Konfigurace bistatického radaru	2
Obr. 2	CAF před odstraněním clutteru s viditelnými špičkami od přímé cesty a clutteru s maskovanými cíli	4
Obr. 3	Blokový diagram jednoho stupně lattice filtru [5]	7
Obr. 4	CAF před potlačením clutteru s viditelnou přímou cestou a odrazy od statických objektů (nahore) a po odstranění clutteru s viditelnými cíli a výsekem po odstranění clutteru (dole)	10
Obr. 5	2D řez CAF - špička odpovídající přímé cestě za nepřítomnosti fázového šumu (nahore) a za přítomnosti fázového šumu a absolutní kmitočtové odchylky mezi vysílačem-přijímačem (dole)	12
Obr. 6	CAF vypočítaná z reálných dat po odstranění clutteru s viditelným „rozprostřením“ špičky (hřebenem na nulovém zpoždění) odpovídající přímé cestě přes všechny frekvence	12
Obr. 7	Bázové vektory podprostoru clutteru a zkreslení způsobeného fázovým šumem přístrojů	13
Obr. 8	Schéma metody „m32“	17
Obr. 9	Schéma metody „m22“	18
Obr. 10	Schéma metody „m33“	19
Obr. 11	Schéma metody „m221“	23
Obr. 12	Schéma metody „m223“	26
Obr. 13	Porovnání potlačení clutteru pro metodu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	35
Obr. 14	Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplotech pro metodu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	35
Obr. 15	Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	36
Obr. 16	Porovnání potlačení clutteru na boxplotech pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	37
Obr. 17	Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplotech pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	37
Obr. 18	Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ bez filtrace referenčních signálu a bez ortogonalizace	38
Obr. 19	Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálu a bez ortogonalizace	39

- Obr. 20 Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplotech pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace 39
- Obr. 21 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“, suboptimální metody „m22“ a „m33“ a metodu pro frekvenční multiplex „m11“ s ortogonalizací 40
- Obr. 22 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro osm vysílačů v systému 43
- Obr. 23 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ 45
- Obr. 24 Naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu jednotlivých přístrojů 47
- Obr. 25 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro optimální metodu „m32“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K 49
- Obr. 26 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro optimální metodu „m32“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K 49
- Obr. 27 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K 50
- Obr. 28 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K 50
- Obr. 29 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m222“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K 53
- Obr. 30 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m222“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K 53
- Obr. 31 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K 54
- Obr. 32 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K 54
- Obr. 33 Porovnání pro metody potlačující clutter – optimální „m32“ a suboptimální „m22“ a metody potlačující clutter i další zkreslení – dvou-krokový algoritmus „m222“ a jedno-krokový algoritmus „m223“ pro jednotlivé scénáře modelovaných fázových šumů vysílačů a přijímače 55
- Obr. 34 Porovnání potlačení clutteru v čase pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“ 58
- Obr. 35 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu

„m22“ a numerickou přesnost „double“	59
Obr. 36 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“	59
Obr. 37 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“	60
Obr. 38 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“	60
Obr. 39 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“	61
Obr. 40 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“	61
Obr. 41 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“	62
Obr. 42 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“	62
Obr. 43 CAF pro druhý vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.01, viditelné simulované cíle	64
Obr. 44 CAF pro třetí vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.01, viditelné simulované cíle	64
Obr. 45 CAF pro druhý vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.3, viditelné simulované cíle a falešné odrazy cílů od třetího vysílače	64
Obr. 46 Geometrie systému MSPSR v první měřené konfiguraci	65
Obr. 47 Schéma zapojení měřící aparatury s generátorem R&S SMBV a spektrálním analyzátozem R&S FSV	66
Obr. 48 Přijímací anténa na střeše bývalé administrativní budovy ERA a.s., vysílací anténa na plošině umístěné ve výrobním areálu ERA a.s. a GNSS anténa vysílače na střeše automobilu	66
Obr. 49 Geometrie systému MSPSR v druhé měřené konfiguraci	67
Obr. 50 Schéma zapojení měřící aparatury funkčního vzorku MSPSR	69
Obr. 51 Vysílací anténa společně s GNSS anténou na komíně v Jedousově a přijímací anténa společně s GNSS anténou na střeše hotelu Trim	70
Obr. 52 Porovnání pro metody potlačující clutter – optimální „m32“ a suboptimální „m22“, „m33“ a metody potlačující clutter i další zkreslení – dvou-krokový algoritmus „m222“ a jedno-krokový algoritmus „m223“ pro jednotlivé měřené konfigurace	73
Obr. 53 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“	75
Obr. 54 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“	76

Obr. 55 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“	76
Obr. 56 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“	77
Obr. 57 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“	77
Obr. 58 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“	78
Obr. 59 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“	78
Obr. 60 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“	79
Obr. 61 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF mezi metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ pro simulaci první měřené konfigurace s jedním vysílačem	80
Obr. 62 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF mezi metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ pro reálné měření v první měřené konfiguraci s jedním vysílačem	81

# SEZNAM TABULEK

Tab. 1 Shrnutí typu senzorů v závislosti na typu cílů .....	1
Tab. 2 Tabulka výpočetní náročnosti odstraňování clutteru a případně i dalšího zkreslení pomocí metod „m22“, resp. „m223“ pro numerické přesnosti „single“ a „double“ na CPU vs. GPU .....	31
Tab. 3 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro základní metodu převzatou z frekvenčního multiplexu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů .....	35
Tab. 4 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu pro kódový multiplex „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů ...	37
Tab. 5 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ bez filtrace referenčních signálů .....	38
Tab. 6 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálů .....	39
Tab. 7 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ s ortogonalizací a filtrací referenčních signálů .....	41
Tab. 8 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro různý počet vysílačů v systému .....	42
Tab. 9 Porovnání zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro různý počet vysílačů v systému .....	42
Tab. 10 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“ .....	43
Tab. 11 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro suboptimální metodu „m22“ .....	44
Tab. 12 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro optimální metodu „m221“ .....	45
Tab. 13 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K .....	48
Tab. 14 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K .....	48
Tab. 15 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro metodu „m222“ a „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K .....	51

Tab. 16 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro metodu „m222“ a „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K...	52
Tab. 17 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé prahy ukončení ortogonalizace a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“ .....	56
Tab. 18 Souvislost délky rámce pro potlačení clutteru a Dopplerova posuvu/bistatické rychlosti, do které je vše v CAF potlačováno .....	58
Tab. 19 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“ .....	58
Tab. 20 Porovnání vlivu korelovanosti signálů na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ .....	63
Tab. 21 Porovnání účinnosti optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací na potlačení clutteru pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci .....	71
Tab. 22 Porovnání účinnosti optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací na zbylé zkreslení v CAF pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci .....	71
Tab. 23 Porovnání účinnosti metody „m222“ vs. „m223“ na potlačení clutteru a hřebene pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci.....	72
Tab. 24 Porovnání účinnosti metody „m222“ vs. „m223“ na zbylé zkreslení v CAF pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci .....	72
Tab. 25 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé prahy ukončení ortogonalizace a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“ .....	74
Tab. 26 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“ .....	75
Tab. 27 Porovnání účinnosti potlačení clutteru [dB] pro první měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřením a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ .....	81
Tab. 28 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF [dB] pro první měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřením a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ .....	81
Tab. 29 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF [dB] pro druhou měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřeními a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ .....	82

# ÚVOD

Tato práce s názvem Algoritmy detekce radarových cílů se zabývá specifickou oblastí nezbytnou pro úspěšnou detekci cíle a tím je potlačení rušivých odrazů od nezájemových objektů, a to s konkrétním zaměřením na aktivní multistatický radar pracující v kódovém multiplexu. Tato kapitola slouží jako úvod do problematiky a seznámení se s dále v textu používanými termíny.

Tab. 1 Shrnutí typu senzorů v závislosti na typu cílů

			CÍLE		
			Nekooperující		Kooperující
			Nevyzařující	Vyzařující	
SENSORY	Monostatické	Aktivní	Primární radar		SSR
		Pasivní		DF	
	Multistatické	Pasivní		PET	
			MSPSR pasivní (PCL)		MSS
		Aktivní	MSPSR aktivní		

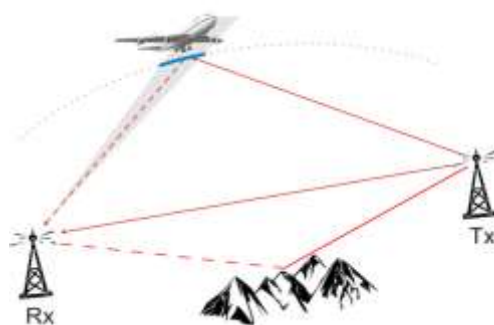
Tab. 1 shrnuje typy senzorů používané pro radiolokaci v závislosti na vlastnostech sledovaných cílů. Za klasický radar je považován aktivní monostatický primární radiolokátor, kde přijímač a vysílač jsou typicky součástí jednoho zařízení a příjem signálu odraženého od cíle je přijímán v mezerách mezi vysíláním typicky pulsním. V tomto případě cíl nemusí být kooperující. Kooperace cíle je naopak podmínkou pro sekundární přehledový radiolokátor (Secondary surveillance radar - SSR) sestávající z dotazovače a přijímače odpovědi, kdy samotný cíl musí být vybaven odpovídáčem. Příkladem pasivního monostatického radaru je potom směroměrný systém (Direction finder – DF) parazitující na jakémkoliv vyzařování cíle.

Z hlediska zvýšení pravděpodobnosti zachycení a případně vedení cíle se ukazuje v mnoha případech výhoda multistatických systémů. Pro vojenské účely je typickým příkladem pasivní sledovací a identifikační systém (Passive emission tracker - PET), který opět parazituje na jakémkoliv vyzařování sledovaného cíle, nicméně využívá své multistatické konfigurace více přijímacích stanic pro zmíněné zvýšení pravděpodobnosti detekce cíle a pro jeho trekování. Tyto systémy bývají typicky hyperbolické, kdy rozdíly příchodu signálu na jednotlivé stanice formují hyperboloidy a při průniku tří hyperboloidů dochází k úspěšné detekci cíle v 3D prostoru. Civilní aplikací je potom multisenzorový přehledový systém (Multisite surveillance system – MSS) složený z více přijímačů sekundárního radaru pracující opět na hyperbolickém principu a zajišťující vyšší spolehlivost zachycení odpovědi od cíle a přesnější schopnost trekování cíle.



Pro zajištění schopnosti detekce nevyzařujících cílů pasivním systémem se v posledních letech výzkum a vývoj zaměřil na pasivní multistatické radary (Multistatic primary surveillance radar passive – MSPSR pasivní) pracující na principu pasivní koherentní lokace, které jsou v anglické literatuře často uváděné jako Passive Coherent Location systems (PCL systems). Tyto systémy využívají signálů přítomných v zájmové oblasti z vysílačů, které jsou primárně určené pro jiné účely např. FM, DVB-T, WIFI vysílače. Základním stavebním blokem je bistatický radar [6], u kterého na rozdíl od primárního přehledového radaru je prostorově oddělená vysílací a přijímací stanice (viz obr. 1). Odhadnuté zpoždění mezi signálem odraženým od cíle a referenčním signálem šířícím se přímou cestou společně se známou pozicí vysílače a přijímače definuje elipsoid s vysílačem a přijímačem umístěnými v jeho ohniscích a cílem nacházejícím se na jeho povrchu. Současně je určen Dopplerův frekvenční posuv odraženého signálu pro stanovení rychlosti cíle ve směru normály k povrchu daného elipsoidu. Průsečíkem tří elipsoidů opět dochází k detekci cíle v 3D prostoru.

Dalším krokem ve výzkumu těchto technologií bylo zaměření se také na aktivní oblast a vznikla tak myšlenka aktivního multistatického radaru (Multistatic surveillance radar active – MSPSR aktivní), který opět není závislý na vyzařování cíle. Algoritmy signálového zpracování aktivního MSPSR se bude zabývat tato práce. Tento systém stejně jako jeho pasivní varianta sestává z bistatických radarů s prostorově oddělenou vysílací a přijímací stanicí a princip detekce je opět založen na průniku elipsoidů v prostoru. Hlavní výhodou aktivního systému oproti pasivnímu je nezávislost na cizích vysílačích. Díky znalosti toho, co je vysíláno, není potřeba přímá viditelnost mezi vysílačem a přijímačem. V neposlední řadě mohou být optimálně voleny parametry vysílače např. šířka pásma a autokorelační vlastnosti vysílaného signálu. Hlavními aplikacemi systému mohou být vykrývání mezer pokrytí v oblastech přehledu monostatického radaru, posílení vnitřní bezpečnosti státu ochranou důležitých prostorů a objektů např. jaderných elektráren a speciální vojenské účely. Systém by měl být speciálně vhodný pro detekci a trekování malých, nízko-letících cílů.



Obr. 1 Konfigurace bistatického radaru

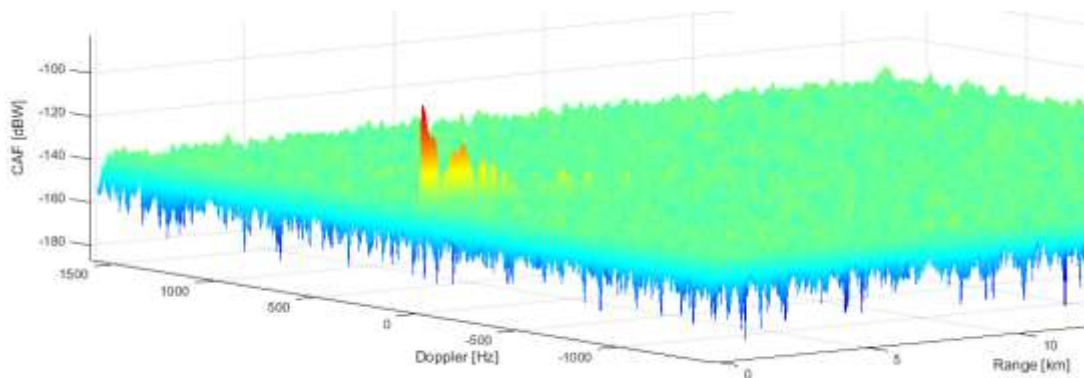
Jak již bylo uvedeno, základním stavebním blokem je bistatický radar, u kterého je prostorově oddělená vysílací a přijímací stanice (viz obr. 1). Na přijímači jsou odrazy detekovány pomocí integračního korelačního zpracování časově synchronizovaného referenčního (vysílaného) signálu s přijatým signálem. Toto je provedeno pomocí výpočtu vzájemné funkce neurčitosti (Cross-Ambiguity Function – CAF) [1]. Vzájemná funkce neurčitosti pro diskrétní signál lze vyjádřit pomocí následujícího vztahu

$$|CAF(i, m)| = \left| \sum_{n=1}^N p^*[n] r[n + i] e^{\frac{j2\pi mn}{N}} \right|, \quad (0-1)$$

kde celočíselný index  $i$  odpovídá zpoždění přijatého signálu  $\tau_i$  a index  $m$  odpovídá Dopplerovu frekvenčnímu posuvu  $f_m$ . Odhadnuté zpoždění mezi signálem odraženým od cíle a referenčním signálem společně se známou pozicí vysílače a přijímače definuje elipsoid s vysílačem a přijímačem umístěnými v jeho ohniscích a cílem nacházejícím se na jeho povrchu. Současně je určen Dopplerův frekvenční posuv odraženého signálu pro stanovení rychlosti cíle ve směru normály k povrchu daného elipsoidu. Průsečíkem tří elipsoidů dochází k detekci cíle v 3D prostoru.

Nicméně signál vyzářený vysílačem je nejen rozptýlen zájmovým cílem dle odraznosti jeho materiálu, ale také se odráží od nezájmových statických nebo pomalu se pohybujících objektů jako jsou budovy, stromy nebo hory. Tyto rušivé odrazy jsou nazývány clutter. Mezi clutter může být uvažována i přímá cesta signálu, jelikož všechny tyto nezájmové složky přijatého signálu jsou jen různě zpožděnými replikami vysílaného signálu. Složka šířící se přímou cestou má z nich nejmenší zpoždění a za normálních okolností největší amplitudu. V této práci bude clutter uvažován vždy včetně přímé cesty. Složky přijatého signálu odražené od cílů lze od clutteru odlišit jen na základě jejich časové komprese či natažení, které se při pohledu na dostatečně krátký úsek signálu jeví jako kmitočtový posuv. Díky předpokladu, že clutter má Dopplerův posuv nulový nebo velmi blízký nule, může být na základě Dopplerova frekvenčního posuvu odlišitelný od odrazů od zájmových pohybujících se cílů.

V CAF clutter vytvoří hřeben na nulovém kmitočtovém posuvu – nula v ose „Doppler“ (viz obr. 2), s úrovněmi, které za normálních okolností v průměru klesají se stoupajícím zpožděním – stoupající hodnoty osy „Range“ [5]. Vzhledem k tomu, že úrovně v CAF v tomto hřebenu jsou obvykle mnohonásobně vyšší než úrovně špiček odpovídajících typickým cílům, není prakticky možné detekovat cíle s nulovou bistatickou rychlostí. Na první pohled by se mohlo zdát, že postačí ignorovat při detekci špiček vhodně široký pás v CAF kolem nulového kmitočtového posuvu. I přes snahu o optimalizaci funkce neurčitosti vysílaného signálu bude tato ale vždy mít kromě hlavního vrcholu také postranní laloky. Ty nemohou být nulové v celém prostoru zpoždění-kmitočet už vzhledem ke konečné délce integračního intervalu pro výpočet CAF. Protože jsou ovšem úrovně v CAF odpovídající jednotlivým složkám clutteru mnohonásobně vyšší než špičky odpovídající odrazům od cílů, může být i součet jejich postranních laloků v místě špičky odpovídající cíli stále mnohonásobně vyšší než tato špička. Jak teoretické výpočty, tak simulace, tak zkušenosti ze systémů PCL potvrzují, že tomu tak skutečně je. Proto je nutné nějakým způsobem odstranit vliv clutteru v celém prostoru zpoždění-kmitočet a nestačí tedy ignorovat pás kolem nulového kmitočtového posuvu.



Obr. 2 CAF před odstraněním clutteru s viditelnými špičkami od přímé cesty a clutteru s maskovanými cíli

Základní princip odstranění vlivu clutteru spočívá v odhadu clutteru ještě před výpočtem CAF a odečtení tohoto odhadu od přijímaného signálu. V ideálním případě by po odečtu v signálu zůstaly pouze složky odpovídající odrazům od cílů a šum přijímací aparatury. Každé špičce v CAF odpovídající cíli ovšem také přísluší postranní laloky. Ty způsobují velké problémy u systémů PCL, kde funkce neurčitosti vysílaného signálu není optimalizována pro radiolokační účely, její postranní laloky mohou být velmi vysoké a špička odpovídající silnému odrazu od cíle tak může svými postranními laloky překrýt špičku odpovídající slabšímu odrazu od jiného cíle. U aktivního systému budou ovšem postranní laloky funkce neurčitosti vysílaného signálu jeho vhodnou volbou natolik potlačeny, že za normálních okolností budou postranní laloky špiček odpovídajících cílům skryty pod šumem. Protože výkon clutteru mnohonásobně převyšuje výkon odrazů od cílů, musí být odhad clutteru velmi přesný v absolutní míře.

V následující kapitole je provedena rešerše literatury na metody potlačení clutteru pro systémy PCL, které pracují v režimu frekvenčního multiplexu, což znamená, že každý využívaný vysílač vysílá signál na jiné nosné frekvenci. Nicméně vyvíjený aktivní multistatický systém je zamýšlen pro práci v kódovém multiplexu z důvodu co nejmenšího záběru kmitočtového pásma. Vysílače v kódovém multiplexu pracují všechny na stejné nosné frekvenci, ale liší se vysílaný signál/kód. V tomto případě se bude jednat o spojitě pseudonáhodné posloupnosti s GMSK modulací, které byly navrženy se záměrem dosáhnout co nejlepších korelačních i křížových korelačních vlastností, tedy o co největší nezávislost/kolmost mezi signály různých vysílačů. I přes největší snahu nicméně nelze dosáhnout plné nezávislosti/kolmosti vysílaných signálů, což komplikuje signálové zpracování, a především potlačení clutteru, které, jak bude objasněno dále, je na toto velmi citlivé.

# 1 DOSAVADNÍ VÝVOJ A POSTUP STANOVENÍ CÍLŮ DISERTACE

První část této kapitoly se věnuje teoretickému úvodu do problematiky potlačování clutteru, na kterou navazuje část druhá se zhodnocením stavu řešení problematiky, jak je publikován v současných odborných časopisech a ve sbornících konferencí. Poslední nicméně nejdůležitější část této kapitoly se věnuje rozboru problematiky odstraňování clutteru v systémech využívajících kódový multiplex (CDMA), což je oblast, která prozatím nebyla probádána a publikovaná. Na základě tohoto průzkumu byly vytyčeny cíle této disertace.

Protože clutter je váhovaným součtem různě zpožděných replik vysílaného signálu, je možné si mechanismus jeho vzniku představit jako filtraci vysílaného signálu lineárním filtrem s impulzovou odezvou  $h(t)$  a jí odpovídající kmitočtovou charakteristikou  $H(\omega)$ . Protože vysílaný signál bude mít omezenou šířku pásma, a i přijímaný signál bude filtrován pásmovou propustí, vznikl by stejný clutter (na výstupu přijímače) i průchodem filtrem s kmitočtovou charakteristikou, která je v propustném pásmu filtru hlavní selektivity přijímače rovna  $H(\omega)$  a všude jinde je nulová. Jinými slovy: na průběhu frekvenční charakteristiky vně přijímaného pásma nezáleží. Impulzová odezva odpovídající takové pásmově omezené frekvenční charakteristice je ovšem při splnění vzorkovacího teorému dokonale popsána svými vzorky. Absolutní hodnota vzorků impulzové odezvy kanálu u bistatického radiolokátoru v průměru klesá se stoupajícím zpožděním a od určitého zpoždění lze vzorky považovat bez velké chyby za nulové. K dokonalému popisu nehybné části prostředí mezi vysílací a přijímací anténou z hlediska jeho působení na přenášený signál tedy v praxi stačí konečný počet prvků impulzové odezvy filtru. K výpočtu odhadu je třeba použít minimálně tolik vzorků přijatého signálu, kolik nenulových vzorků impulzové odezvy přenosového kanálu uvažujeme, protože tolik stupňů volnosti odhad má.

Při odvození metod odstraňujících clutter je ignorována přítomnost odrazů od cílů v přijímaném signálu a je uvažován model přijatého signálu s aditivním bílým šumem s Gaussovým rozdělením amplitud, který zde reprezentuje tepelný šum. Rozbor výkonových poměrů ukazuje, že za normálních okolností bude výkon signálů od cílů menší, než výkon šumu přijímací aparatury (detekce cílů je umožněna až integrací při výpočtu CAF). Proto je možné si toto zjednodušení dovolit. Při označení  $N$  jako počtu vzorků přijatého signálu a  $L$  jako počtu nenulových vzorků impulzové odezvy uvažovaného přenosového kanálu lze vzorky přijatého signálu  $p$  vyjádřit pomocí vzorce

$$p_1[n] = s[n] + \sum_{i=0}^{L-1} h_1[i] \cdot r_1[n-i], \quad (1-1)$$

kde  $r_1$  je referenční (vysílaný) signál s jednotkovým výkonem zpožděný o zpoždění přímé cesty mezi vysílačem a přijímačem a  $s[n]$  je ideální nekorelovaný aditivní tepelný šum. Tento vzorec může být vyjádřen jako diskrétní konvoluce

$$p[n] = s[n] + h_1[n] * r_1[n]. \quad (1-2)$$

Účelem je odhadnout vzorky impulzové odezvy filtru, což je v ideálním případě profil clutteru.

Teoreticky by bylo možné jednou odhadnout parametry přenosového kanálu a ty pak používat k výpočtu odhadu clutteru ze známého vysílaného signálu průchodem tohoto signálu lineárním, časově neproměnným filtrem. Ve skutečnosti ovšem nebude přenosový kanál zcela statický – jeho impulzová odezva se bude v čase pomalu měnit. Pro účinné potlačení clutteru proto je nutné neustále aktualizovat odhad impulzové odezvy přenosového kanálu a měnit koeficienty filtru.

Je možné využít mnoho metod odhadu a následného potlačení clutteru. Základem většiny publikovaných technik potlačení clutteru je adaptivní filtrace [7]. V současnosti využívané metody se dají rozdělit do dvou skupin. První vychází z filtrů využívajících odhady pomocí metody nejmenších čtverců – Least-Mean-Square (LMS) filtry a druhá je založená na kaskádových filtrech – lattice filtrech [8].

Z první skupiny je v literatuře nejvíce zmiňovaný základní LMS filtr, normalizovaný LMS filtr (NLMS) a rekurzivní LMS filtr (RLS), jejichž detailní popis lze najít v [7]. Využitím LMS přístupu, což je odhad minimalizující střední energii rozdílového signálu (rozdíl mezi odhadem a skutečností), vznikla zajímavá skupina algoritmů, kterou lze najít v literatuře pod různými názvy. V [11], [12] a [13] je metoda nazývána ECA (Extensive Cancellation Algorithm) a její modifikace využívající sekvenční přístup, čímž je myšleno odstraňování postupně nejsilnějších odrazů, je pojmenována jako SCA (Sequential Cancellation Algorithm). V [21] je tento přístup označován jako „maticové řešení“ („matrix solution“) a je využíván českou společností ERA a.s. v jejím PCL demonstrátoru [21], [29]. Stejný přístup je též za metodou zmíněnou v [14].

Hlavní myšlenkou maticového algoritmu je výpočet po úsecích, tedy dělení vstupního signálu na nepřekrývající se vektory délky  $N$  vzorků, na základě každého z těchto vektorů se vypočte odpovídajících  $N$  vzorků odhadu clutteru a ty se následně odečtou od přijatého signálu. Nabízí se samozřejmě, aby  $N$  bylo totožné s délkou integračního intervalu pro následný výpočet CAF, ale není to principiálně nutné. Vzorec (1-2) lze vyjádřit jako násobení vektoru maticí. Pro toto je nezbytné definovat matici  $\mathbf{B}_1$  jejíž sloupce jsou různě zpožděné repliky referenčního signálu  $\mathbf{r}_1$ , což jsou báze vektory podprostoru clutteru a tedy matice  $\mathbf{B}_1$  je báze vektorů tohoto podprostoru

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} r_1[0] & r_1[0-1] & \cdots & r_1[0-(L-1)] \\ r_1[1] & r_1[1-1] & \cdots & r_1[1-(L-1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_1[N-1] & r_1[N-1-1] & \cdots & r_1[N-1-(L-1)] \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Využitím vektorového zápisu

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p[0] \\ p[1] \\ \vdots \\ p[N-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_1[0] \\ h_1[1] \\ \vdots \\ h_1[L-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s[0] \\ s[1] \\ \vdots \\ s[N-1] \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

můžeme (1-2) přepsat na

$$\mathbf{p} = \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \mathbf{h}_1. \quad (1-5)$$

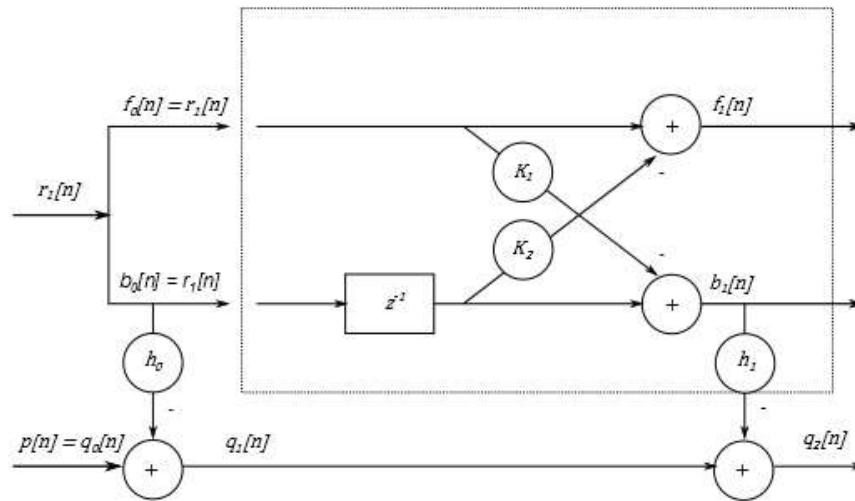
Využitím LMS odhadu je profil clutteru (vzorky konečné impulzové odezvy nebo též souřadnice vektoru  $\mathbf{q}$ , který reprezentuje clutter, v bázi tvořené sloupci matice  $\mathbf{B}_1$ ) odhadnut jako

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = (\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1)^{-1} \mathbf{B}_1^H \mathbf{p} \quad (1-6)$$

a odhad clutteru je potom

$$\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{B}_1 (\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1)^{-1} \mathbf{B}_1^H \mathbf{p}. \quad (1-7)$$

Druhá skupina využívaných metod se opírá o kaskádové filtry – lattice filtry [5],[8]. Blokový diagram jednoho stupně lattice filtru je ukázán na obr. 3.



Obr. 3 Blokový diagram jednoho stupně lattice filtru [5]

Lattice filtr obsahuje  $L - 1$  identických bloků, které produkují zpětný  $b_m$  a dopředný  $f_m$  predikční vektor chyb na základě zpětných a dopředných predikčních vektorů chyb z předchozího stupně lattice filtru dle následujících rovnic

$$K_m = - \frac{2 \sum_{n=m+1}^N b_{m-1}[n-1] f_{m-1}^*[n]}{\sum_{n=m+1}^N [|b_{m-1}[n-1]|^2 + |f_{m-1}[n]|^2]} \quad (1-8)$$

$$f_m[n] = f_{m-1}[n] - K_m^* b_{m-1}[n-1] \quad (1-9)$$

$$b_m[n] = b_{m-1}[n-1] - K_m f_{m-1}[n]. \quad (1-10)$$

Vstupem prvního stupně je vysílaný (referenční signál).

Zpětné predikční vektory chyb z po sobě jdoucích stupňů lattice filtru jsou vzájemně ortogonální a tvoří ortogonální bázi clutteru. Tyto bazové vektory jsou využívány pro odstranění clutteru dle vzorců

$$h_m = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} b_m^*[n] q_m[n]}{\sum_{n=0}^{N-1} |b_m[n]|^2} \quad (1-11)$$

$$q_{m+1}[n] = q_m[n] - h_m b_m[n]. \quad (1-12)$$

Techniky potlačující clutter jsou porovnány například v [9],[12],[16]. Všechny porovnávané algoritmy jsou schopny dostatečně potlačovat clutter a rozdíly v účinnosti jsou kolem 5 dB [12]. Dle výsledků simulací nejrychleji konverguje RLS filtr [9], který má ale vyšší výpočetní náročnost  $O(L^2)$ , kde  $L$  je řád filtru, než LMS a NLMS, pro něž je výpočetní náročnost  $O(L)$ . RLS filtr konverguje srovnatelně rychle jako rekursivní lattice filtr, jehož výpočetní náročnost je  $O(L)$ . Porovnání s maticovými metodami [12],[15] ukazuje jejich výpočetní náročnost, ale zároveň absenci přechodného děje, což znamená dosažení maximálního potlačení clutteru od začátku jejich aplikování. Výpočetní náročnost částečně řeší například zmíněná SCA metoda [11]. Analýza nad simulací s reálným signálem v [15] ukazuje, že maticová metoda dosahuje přesnějšího odhadu profilu clutteru než lattice filtr.

Další možností odstranění clutteru je velmi výpočetně a technicky náročná konstrukce mapy clutteru po instalaci radaru na stanovišti, jež je nastíněna v [18]. Posledním velmi zajímavým algoritmem prezentovaným v nedávné době [19], je výpočetně efektivní frekvenční metoda pro odstraňování clutteru, která využívá odhad kmitočtové charakteristiky přenosového kanálu. Metoda byla porovnávána s ECA technikou na simulaci s velmi malým počtem vzorků signálu. Frekvenční technika dosahovala lepší schopnosti detekce pomalu se pohybujícího cíle, což by ale šlo také vyřešit využitím SCA metody místo ECA metody. V tuto chvíli nejsou dostupné podrobnější analýzy s touto metodou, bude nicméně zajímavé a inspirativní sledovat další výzkum v této oblasti.

Motivací pro tuto práci bylo navrhnout algoritmy pro odstraňování zkreslení v přijatém signálu pro implementaci do vyvíjeného aktivního multistatického radaru, který bude pracovat v režimu kódového multiplexu více vysílačů na jednom kmitočtu. Vzhledem k předchozímu porovnání metod pro odstranění clutteru a možnostem jednoduchého rozšíření metody pro jakoukoli bazovou matici vektorového podprostoru byla zvolena pro další výzkum právě tato metoda. Nabízí se zde jednoduchá možnost odhadovat složky clutteru od jednotlivých vysílačů zvlášť a jejich součet pak považovat za odhad celkového clutteru.

Tento výpočet je možné si představit v  $N$  rozměrném vektorovém prostoru. Každému vysílači přísluší vektorový podprostor generovaný jeho bazovými vektory. Každý takový vektorový podprostor je navíc podprostorem sdruženého vektorového podprostoru generovaného souborem všech bazových vektorů od všech vysílačů. Odhad složek

clutteru od jednotlivých vysílačů zvlášť spočívá ve výpočtu kolmých průmětů přijatého vektoru do vektorových podprostorů příslušejících jednotlivým vysílačům a posčítání těchto kolmých průmětů. Pokud by vektorové podprostory příslušející jednotlivým vysílačům byly na sebe kolmé, byl by součet vypočtených kolmých průmětů vektoru přijatého signálu roven jeho kolmému průmětu do sdruženého vektorového podprostoru a takto získaný odhad by byl optimální ve smyslu kritéria minimalizace energie rozdílového signálu. Potíž je v tom, že vektorové podprostory příslušející jednotlivým vysílačům na sebe v praxi kolmé nejsou. Je to důsledek částečné korelovanosti různě posunutých replik vysílaných signálů mezi jednotlivými vysílači. Při výběru signálů sice bylo snahou minimalizovat maximální hodnoty vzájemných korelačních funkcí signálů rozdílných vysílačů, ovšem vynulovat je nelze. Simulace ukázala, že suboptimální odhad celkového clutteru získaný tímto zjednodušeným postupem není dostatečně přesný pro účinné potlačení clutteru v systému s kódovým multiplexem.

Alternativně lze uvažovat i o postupném odstraňování clutteru od jednotlivých vysílačů. Rozdílový vektor po odstranění složky clutteru od prvního vysílače bude kolmý na vektorový podprostor příslušející prvnímu vysílači. Tento vektor bude vstupním pro odstranění složky clutteru od druhého vysílače v druhém kroku. Výsledkem druhého kroku bude rozdílový vektor, který bude sice kolmý k vektorovému podprostoru druhého vysílače, ale obecně již nebude kolmý k vektorovému podprostoru prvního vysílače. Rozdílový vektor s minimální energií ale musí být kolmý na vektorové podprostory příslušející všem vysílačům. Ani toto zjednodušení výpočtu proto nedává správný výsledek. Simulací bylo opět ověřeno, že suboptimální potlačení clutteru tímto zjednodušeným postupem není v systému s kódovým multiplexem dostatečně účinné.

Pro stejně dokonalé odstranění clutteru, jako u systému s frekvenčním multiplexem, je u systému s kódovým multiplexem třeba odstraňovat clutter od všech vysílačů najednou. To znamená s využitím souboru bázových vektorů všech vysílačů. Označíme-li  $T$  počet vysílačů, bude tedy bázových vektorů  $T * L$ . Tomu odpovídá i  $T * L$  vypočtených souřadnic kolmému průmětu přijatého signálového vektoru do sdruženého vektorového podprostoru clutteru. Ty mají opět význam odhadů vzorků impulsových odezev přenosových kanálů od jednotlivých vysílačů. Jinak probíhá výpočet podle stejného vzorce. Při označení

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_1 \quad \mathbf{B}_2 \cdots \mathbf{B}_T], \quad (1-13)$$

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_T \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_2 \\ \vdots \\ \hat{h}_T \end{bmatrix}, \quad (1-14)$$

opět platí

$$\mathbf{p} = \mathbf{s} + \mathbf{B} \mathbf{h}, \quad (1-15)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{p}, \quad (1-16)$$



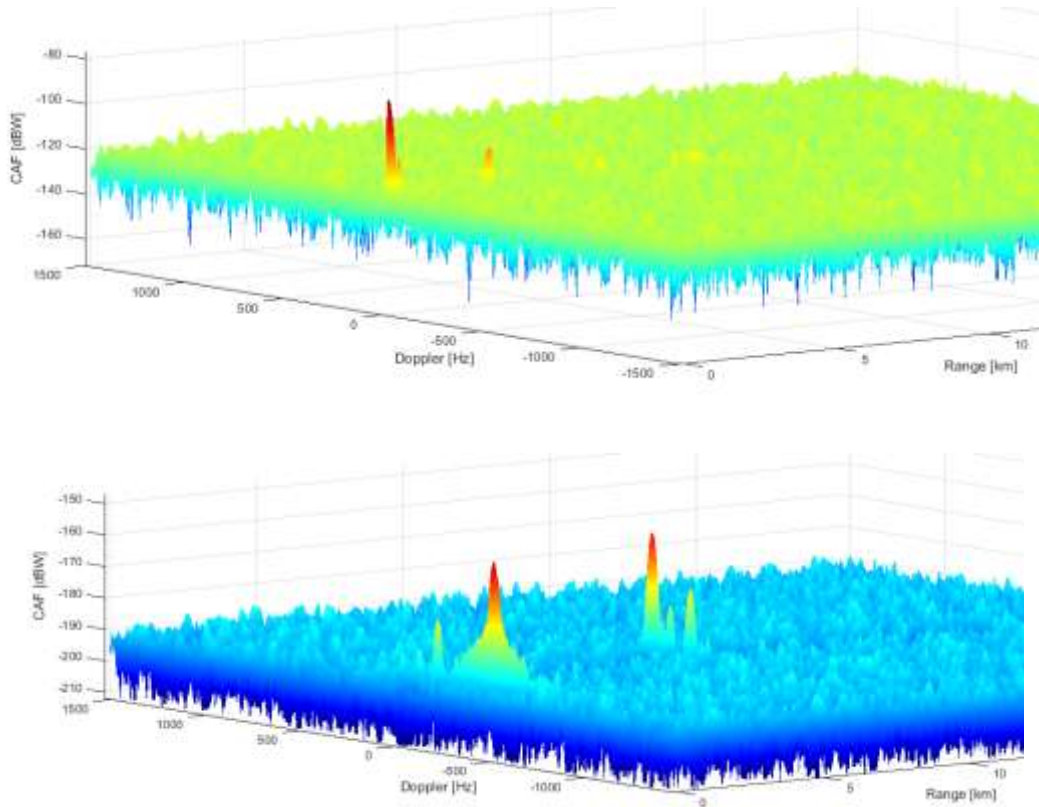
odhad clutteru je potom

$$\hat{q} = B(B^H B)^{-1} B^H p, \quad (1-17)$$

a označíme-li si signál po odstranění clutteru jako  $y$  potom

$$y = p - B(B^H B)^{-1} B^H p. \quad (1-18)$$

Účinnost popsané metody odstraňování clutteru v systému s kódovým multiplexem byla ověřena simulacemi. Čistě statický clutter od všech vysílačů odstraňuje dokonale (viz obr. 4). Problém je v mnohonásobně vyšší výpočetní náročnosti odstraňování clutteru v systému s kódovým multiplexem oproti systému s kmitočtovým multiplexem. Na vině je nutnost výpočtu skalárních součinů bazových vektorů příslušejících rozdílným vysílačům v nediagonálních blocích matice  $B^H B$  a výpočet inverze této matice, ke kterému je potřeba více výpočetních operací než k inverzi všech jejích diagonálních bloků samostatně.

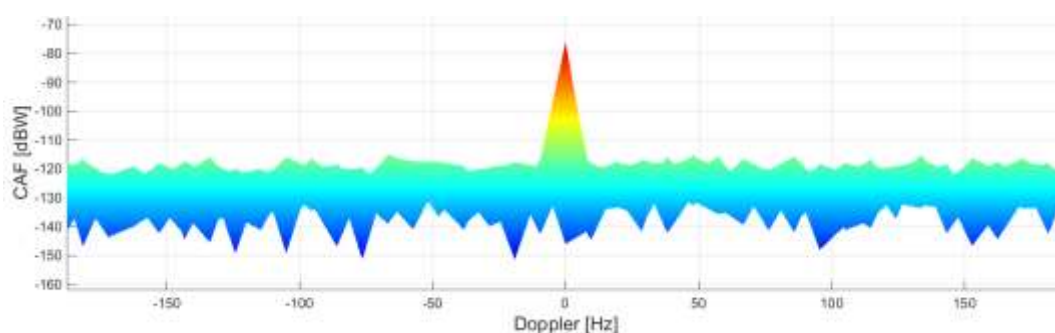


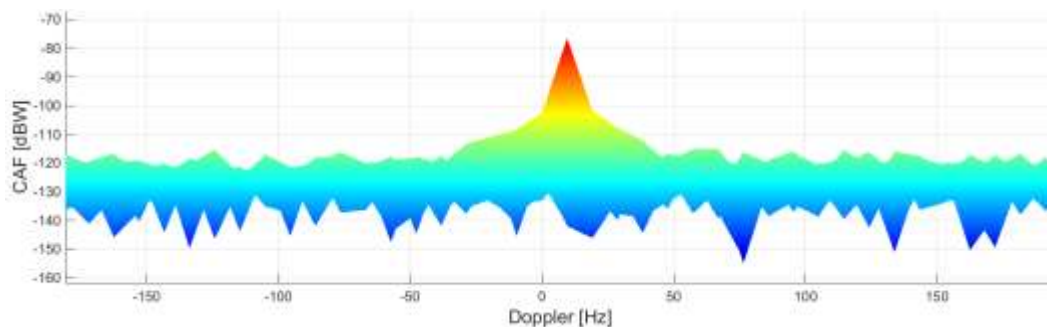
Obr. 4 CAF před potlačením clutteru s viditelnou přímou cestou a odrazy od statických objektů (nahore) a po odstranění clutteru s viditelnými cíli a výsekem po odstranění clutteru (dole)

Zkušenosti ze simulací ukázaly, že pro praktickou realizaci bude nutné u systému s kódovým multiplexem popsanou metodu odstraňování clutteru upravit tak, aby byla výrazně méně výpočetně náročná. Bylo navrženo několik suboptimálních metod, které jsou všechny modifikací popsané optimální metody. Prvním cílem disertace je navržené

suboptimální metody potlačení clutteru implementovat v nástroji pro technické výpočty MATLAB s co největším ušetřením numerických operací a ověřit jejich účinnost simulacemi i na měřených datech. Záměrem je vybrat metodu, která bude realizovatelná v reálném čase a bude potlačovat clutter lépe než metoda spočívající v odděleném odstraňování clutteru od každého vysílače zvlášť.

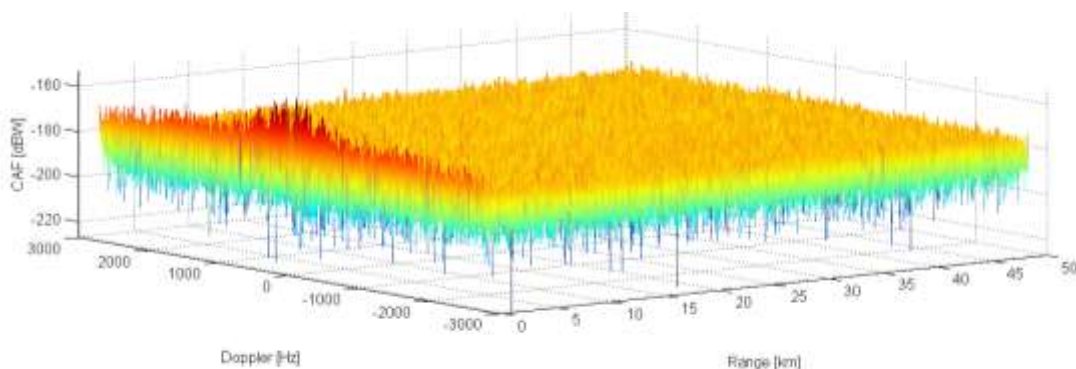
Při přechodu od teoretických simulací k prvním měřením s generátorem a spektrálním analyzátozem se ukázalo, že velkým problémem bude fázový šum přístrojů. Vzhledem k tomu, že referenční přímý signál od vysílače je znovu generován na přijímací straně, je fázovým šumem postižen jen přijatý signál, a tedy vzorový referenční signál zcela neodpovídá vysílanému signálu. Tento fakt následně limituje účinnost algoritmu pro potlačení clutteru. Po podrobném prozkoumání výsledků prvních měření je na CAF vypočítané z přijatého signálu před odstraněním clutteru vidět, že *špička* odpovídající přímé cestě signálu je rozostřena ve frekvenci oproti teoretickým simulacím obzvláště v případě současné přítomnosti absolutní kmitočtové odchylky mezi vysílačem a přijímačem již v řádu hertzů. Tato skutečnost vedla na myšlenku rozšíření báze pro odstraňování clutteru o vektory s nenulovým Dopplerovým posuvem. Odstraňování clutteru pro malé nenulové Dopplerovy posuvy se běžně používá pro eliminaci pomalu se pohybujících nezájmových cílů – chodec, cyklista nebo pomalu se pohybujícího clutteru – pohyb listů stromu ve větru atd., což může být do budoucna další žádaná funkcionality. Zároveň by ale tato metoda mohla pomoci i s kompenzací fázového šumu, který se mimo jiné projevuje právě kmitočtovým posunem a rozostřením *špičky* odpovídající přímé cestě signálu, jak je viditelné na obr. 5. Druhým cílem disertace je potom rozšíření metody odstraňování statického clutteru o možnost odstraňovat i clutter způsobený pomalu se pohybujícími objekty, tedy o možnost rozšíření báze matice o vektory s nenulovým Dopplerovým posuvem, implementace s následnou optimalizací v nástroji pro technické výpočty MATLAB a testování na simulovaných i měřených datech. Součástí bude i úprava kódu pro modelování fázového šumu přístrojů z naměřené spektrální výkonové hustoty tohoto šumu [28].



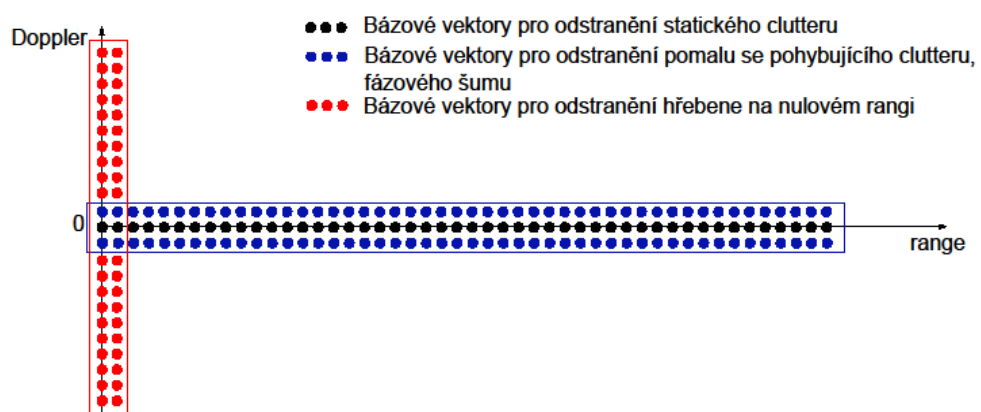


Obr. 5 2D řez CAF - špička odpovídající přímé cestě za nepřítomnosti fázového šumu (nahore) a za přítomnosti fázového šumu a absolutní kmitočtové odchylky mezi vysílačem-přijímačem (dole)

Současně se na CAF vypočítané z přijatého signálu po odstranění clutteru objevuje *hřeben* přes všechny frekvence na nule v ose zpoždění, což je viditelné na obr. 6. Tedy je vidět, že u přímé cesty nedochází jen k rozostření *špičky*, ale díky fázovému šumu dochází k jejímu „prosakování“ na všechny frekvence. Dá se očekávat, že stejné prosakování bude patrné i u všech detekovaných cílů, nicméně odrazy od těchto cílů jsou výrazně slabší než přímá cesta, tedy by tento jev u odrazů od cílů neměl působit větší potíže a výrazně zvyšovat šumové pozadí v CAF. Možným řešením je úprava algoritmu potlačující clutter a konstrukce báze matice pro odstranění clutteru a zároveň zkreslení způsobeného fázovým šumem. Výběr báze vektorů podprostoru reprezentujícího tato zkreslení ukazuje obr. 7. Třetím cílem disertace je tedy návrh, implementace a optimalizace algoritmu pro odstranění clutteru a zároveň zkreslení způsobeného fázovým šumem, které se projevuje „rozprostřením“ *špičky* odpovídající přímé cestě přes všechny frekvence v nástroji pro technické výpočty MATLAB s následným ověřením na simulovaných i reálných datech z aktivního multistatického systému.



Obr. 6 CAF vypočítaná z reálných dat po odstranění clutteru s viditelným „rozprostřením“ špičky (hřebenem na nulovém zpoždění) odpovídající přímé cestě přes všechny frekvence



Obr. 7 Bázové vektory podprostoru clutteru a zkreslení způsobené fázovým šumem přístrojů

## 2 CÍLE DISERTACE

V předcházející kapitole byly nejdříve rozebrány stávající metody pro odstranění clutteru, které jsou používány hlavně pro pasivní multistatické radary pracující v kmitočtovém multiplexu. Na základě této analýzy byl pro další výzkum pro aktivní multistatický radar pracující v kódovém multiplexu vybrán maticový přístup. Byly vytyčeny následující cíle disertace:

1. Implementace navržených suboptimálních metod odstranění clutteru v prostředí MATLAB s co největším ušetřením numerických operací a ověření jejich účinnosti simulacemi i na měřených datech. Záměrem je vybrat metodu, která bude realizovatelná v reálném čase a bude potlačovat clutter lépe než metoda spočívající v odděleném odstraňování clutteru od každého vysílače zvlášť.
2. Rozšíření metody odstraňování statického clutteru o možnost odstraňovat i clutter způsobený pomalu se pohybujícími objekty, tedy o možnost rozšíření báze matice o vektory s nenulovým kmitočtovým posuvem, implementace s následnou optimalizací v prostředí MATLAB a testování na simulovaných i měřených datech.
3. Návrh, implementace a optimalizace algoritmu, který rozšíří metodu odstranění clutteru o současné potlačení projevů zkreslení způsobených fázovým šumem aparatury, v nástroji pro technické výpočty MATLAB s následným ověřením na simulovaných i reálných datech z aktivního multistatického systému.

### 3 IMPLEMENTACE METOD ODSTRAŇOVÁNÍ STATICKÉHO CLUTTERU

Pro systém s kódovým multiplexem byly implementovány a testovány tři metody potlačující clutter [22], které byly implementovány na základě podkladů [32]. Algoritmy byly po prvních simulacích rozšířeny o ortogonalizaci matice součinu bázevých vektorů z důvodu příliš velké vzájemné korelace těchto vektorů, která způsobuje, že matice skalárních součinů bázevých vektorů je špatně podmíněná a při její inverzi narůstají numerické chyby. Účinnost odstraňování clutteru je potom nedostatečná.

#### 3.1 Ortogonalizace

K ortogonalizaci matice součinu bázevých vektorů bylo nutno přistoupit z důvodu příliš velké vzájemné korelace těchto vektorů. Vzhledem k tomu, že matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  je symetrická, lze použít tvrzení, že ke každé symetrické matici  $\mathbf{A}$  lze nalézt invertibilní (regulární) matici  $\mathbf{P}$  takovou, že matice  $\mathbf{D} = \mathbf{P}^H \mathbf{A} \mathbf{P}$  je diagonální. Matice  $\mathbf{D}$  a  $\mathbf{A}$  se nazývají kongruentní [30].

Cílem algoritmu je nalézt regulární matici  $\mathbf{TRANSF}$  tak, aby matice

$$\mathbf{G} = \mathbf{TRANSF}^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{TRANSF} \quad (3-1)$$

byla diagonální. Označme prvky matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  jako  $b_{ij}$  pro  $i, j = 1 \dots L$ . Lze předpokládat, že  $b_{11} \neq 0$ , pak na  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  provádíme elementární řádkové úpravy (EŘO) tak, aby  $b_{i1} = 0$  pro  $i = 2 \dots L$ . Současně provádíme stejné (matice je symetrická) sloupcové úpravy (ESO) a tím dosáhneme, že výsledná matice má  $b_{1j} = 0$  pro  $j = 2 \dots L$ . Provedení sloupcové úpravy na matici  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  odpovídá vynásobení této matice zprava maticí  $\mathbf{TRANSF}_1$ , která vznikne z matice jednotkové provedením stejné sloupcové úpravy. (Analogicky řádkové úpravě odpovídá vynásobení matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  zleva maticí  $\mathbf{TRANSF}_1^H$ , která vznikne z matice jednotkové provedením stejné řádkové úpravy.) Provedením stejné řádkové i sloupcové úpravy na matici  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  dostáváme matici  $\mathbf{TRANSF}_1^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{TRANSF}_1$ , která je kongruentní s maticí  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ . Stejný postup uplatňujeme na další řádky a sloupce. Po všech těchto úpravách dostaneme diagonální matici

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{TRANSF}_k^H \dots \mathbf{TRANSF}_1^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{TRANSF}_1 \dots \mathbf{TRANSF}_k = \\ &= (\mathbf{TRANSF}_k \dots \mathbf{TRANSF}_1)^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} (\mathbf{TRANSF}_1 \dots \mathbf{TRANSF}_k) = \\ &= \mathbf{TRANSF}^H \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{TRANSF} \end{aligned} \quad (3-2)$$

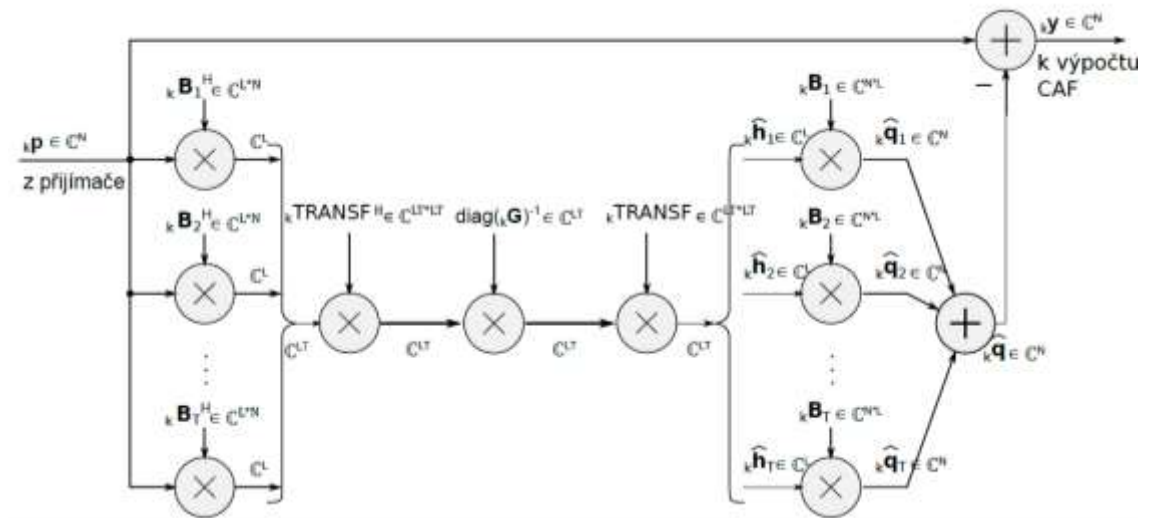
která je kongruentní s původní maticí  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ . V implementaci algoritmu je explicitně počítána přechodová matici  $\mathbf{TRANSF}$  pro převod vektorů z nové ortogonální báze do staré báze získaná aplikováním sloupcové části procesu na jednotkovou matici rozměrů

stejných jako má matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ .

Vektory nové báze se vybírají postupně. Vždy se vybírá vektor z dosud nevybraných vektorů s maximální zbylou energií. Proces pokračuje, dokud energie jednotlivých nevybraných vektorů neklesne pod hodnotu určenou jako násobek zbylé energie a relativního prahu zadaného v konfiguraci. Klíčovým parametrem určujícím účinnost potlačování clutteru při ortogonalizaci báze se ukázal být právě relativní práh ukončení ortogonalizace. Pokud je nastaven příliš nízký, má nová báze stejný počet vektorů jako původní báze. Teoreticky by v tom případě měla být účinnost potlačování clutteru stejná, jako bez ortogonalizace báze, protože aproximace přijatého signálu je výsledkem řešení ekvivalentní soustavy rovnic. Překvapivě je ale vyšší, patrně proto, že řešení soustavy s pomocí ortogonalizace báze vytváří menší numerické chyby. Účinnost potlačování clutteru ale v tomto případě silně kolísá. Volbou vyššího prahu, kdy již dochází k redukci báze, je možné dosáhnout stabilní účinnosti potlačování clutteru, která sice nedosahuje maximálních hodnot dosahovaných při nižším prahu, ale stabilní chování je pro praktické použití výhodnější. V simulaci v sekci 7.10 byla nalezena optimální prahová hodnota.

## 3.2 Optimální metoda

První metoda s pracovním názvem „m01“ byla popsána v předcházející kapitole. Jedná se o optimální metodu, kdy je clutter odstraňován najednou od všech vysílačů v systému. Tato technika s implementovanou ortogonalizací byla označena jako „m32“ a bylo jí dosaženo plného odstranění clutteru nicméně za cenu velké výpočetní náročnosti. Schéma algoritmu je na obr. 8. Byly proto navrženy dvě suboptimální metody obsahující zpětnou vazbu na předchozí časové rámce odstranění clutteru. Cílem testování těchto metod bylo vybrat techniku, která bude realizovatelná v reálném čase a bude potlačovat clutter lépe než metoda spočívající v odděleném odstraňování clutteru od každého vysílače zvlášť, která se používá v systémech s kmitočtovým multiplexem a v ideálním případě bude dosahovat srovnatelného potlačení clutteru jako optimální technika.



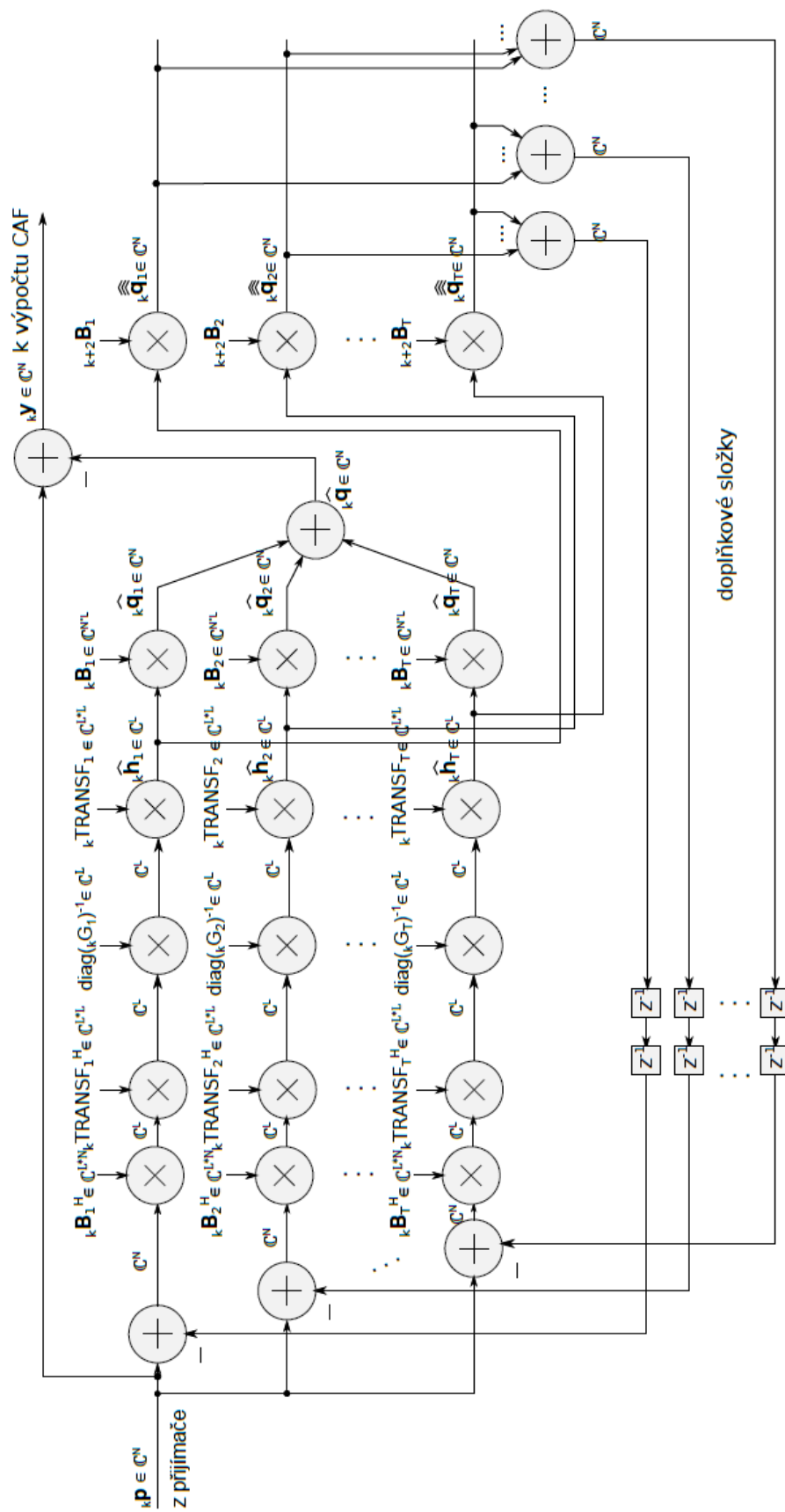
### 3.3 Suboptimální metody

V první suboptimální metodě s pracovním názvem „m02“ (s ortogonalizací „m22“) jsou složky clutteru od jednotlivých vysílačů odhadovány odděleně. Od signálového vektoru vstupujícího do výpočtu jsou ovšem nejprve odečteny predikované složky clutteru všech ostatních vysílačů, kromě vysílače, jehož složka clutteru je odhadována. Odhad impulzových odezev přenosových kanálů v časovém rámci  $k$  je využit k výpočtu predikovaných složek clutteru v časovém rámci  $k+2$ . Pokud se nebude impulzová odezva přenosových kanálů měnit rychle, bude predikce složek clutteru dosti přesná a ovlivnění odhadu clutteru jednotlivých složek složkami ostatních vysílačů bude minimální. Jsou využívány predikované doplňkové složky z předposledního časového rámce místo posledního. Důvodem je snížení požadavků na rychlost jednotlivých výpočetních operací. Nevýhodou využití starších predikcí je samozřejmě jejich menší přesnost v případě ne zcela statického clutteru. Důsledkem bude pak menší potlačení clutteru než v případě využití predikce z posledního časového rámce. Metoda je zobrazena na obr. 9.

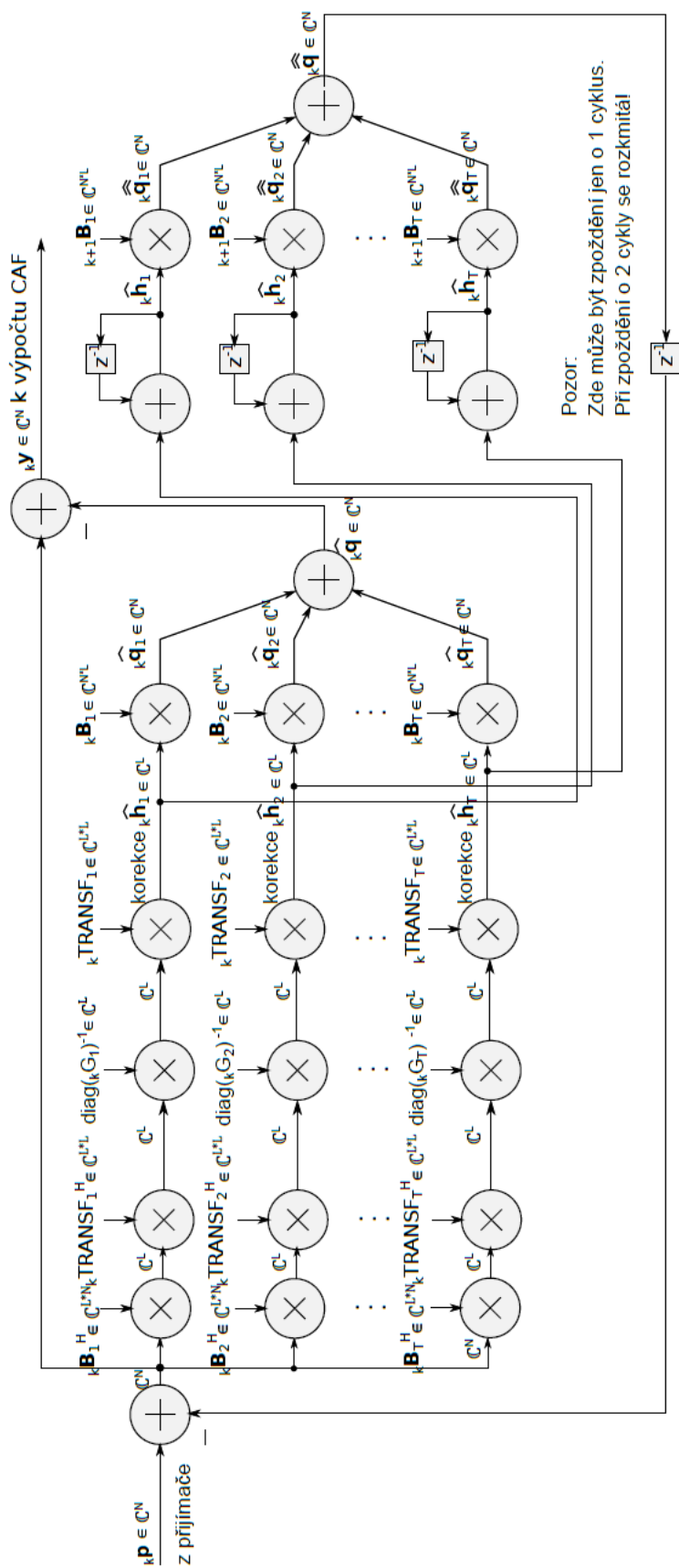
Druhá suboptimální metoda s pracovním názvem „m03“ (s ortogonalizací „m33“) se od předchozí metody liší tím, že od vstupního signálu je odečítán celkový predikovaný clutter (součet složek od všech vysílačů). Výpočet potom neurčuje vektory impulzových odezev přenosových kanálů, ale jen jejich korekce oproti hodnotám z předchozího cyklu. O narůstání zpoždění zpracování v čase platí totéž, co u předchozí metody, zde ovšem není možné jednoduše přidat další zpožďovací registr, protože soustava by se rozkmitala. Vzhledem k lineárnosti všech operací lze celou soustavu považovat za jedinou zpětnovazební smyčku. Lze ukázat, že při vložení jednoho zpožďovacího registru bude stabilní, při dvou bude kmitat. Algoritmus této metody je zakreslen na obr. 10.

Je očekáváno, že ihned po zapnutí systému využívajícího k potlačení clutteru suboptimální techniky bude potlačení clutteru nedostatečné. V průběhu krátkého času se bude potlačení zlepšovat v důsledku zpřesňující se predikce doplňkových složek, která bude mít za následek přesnější odhad impulzových odezev přenosových kanálů.





Obr. 9 Schéma metody „m22“



Obr. 10 Schéma metody „m33“

## 4 NÁVRH A IMPLEMENTACE METODY PRO ODSTRAŇOVÁNÍ POHYBUJÍCÍHO SE CLUTTERU

### 4.1 Optimální metoda

Výchozí literaturou pro tuto metodu se stala kniha [5]. Jedná se o rozšíření metody odstraňující nepohybující se clutter, předpoklady a značení jsou tedy zachovány z kapitoly o odstraňování statického clutteru. Clutter s nenulovým Dopplerovým posuvem je modelován pomocí vážené sumy časově zpožděných a dopplerovsky posunutých kopií vysílaného (referenčního) signálu. Přičemž maximální časové zpoždění je limitováno maximálním rozsahem, v kterém odstraňujeme clutter a maximální Dopplerův posuv je limitován maximální rychlostí clutteru. Označíme-li  $N$  délku vektoru vzorků přijatého signálu,  $L$  počet nenulových vzorků impulzové odezvy přenosového kanálu, který uvažujeme a  $M$  maximální Dopplerův posuv, jsou vzorky přijatého signálu  $p$  při uvážení jednoho vysílače dány vztahem

$$p[n] = s[n] + \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{m=-M}^M h_1[i, m] \cdot r_1[n - i] e^{j 2 \pi m \frac{n}{N}}, \quad (4-1)$$

kde  $r_1$  je referenční signál – vysílaný signál s jednotkovým špičkovým výkonem zpožděný o zpoždění přímé cesty mezi vysílačem a přijímačem a  $s$  je šum. Odhad clutteru je

$$\hat{q}_1[n] = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{m=-M}^M \hat{h}_1[i, m] \cdot r_1[n - i] e^{j 2 \pi m \frac{n}{N}}. \quad (4-2)$$

Tento vzorec popisuje odhad clutteru rozprostřeného od normalizované frekvence  $-M/N$  do  $M/N$ . Tento vzorec samozřejmě zahrnuje i přímý signál a nepohybující se clutter.

Vzorec je opět možné přepsat do maticové podoby. K tomu je nutné definovat matici  $\mathbf{B}_1$ , jejíž sloupce tvoří různě zpožděné a dopplerovsky posunuté repliky referenčního signálu dále nazývané básové vektory. Nejdříve se nadefinují matice  $\mathbf{B}_1(m)$ , které odpovídají jednotlivým Dopplerovým posuvům

$$\mathbf{B}_1(m) = \begin{bmatrix} r_1[0] e^{j 2 \pi m \frac{0}{N}} & r_1[0 - 1] e^{j 2 \pi m \frac{0}{N}} & \dots & r_1[0 - (L - 1)] e^{j 2 \pi m \frac{0}{N}} \\ r_1[1] e^{j 2 \pi m \frac{1}{N}} & r_1[1 - 1] e^{j 2 \pi m \frac{1}{N}} & \dots & r_1[1 - (L - 1)] e^{j 2 \pi m \frac{1}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_1[N - 1] e^{j 2 \pi m \frac{N-1}{N}} & r_1[N - 1 - 1] e^{j 2 \pi m \frac{N-1}{N}} & \dots & r_1[N - 1 - (L - 1)] e^{j 2 \pi m \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

Matice  $\mathbf{B}_1$  je potom

$$\mathbf{B}_1 = [\mathbf{B}_1(-M) \quad \mathbf{B}_1(-M+1) \cdots \mathbf{B}_1(0) \cdots \mathbf{B}_1(M-1) \quad \mathbf{B}_1(M)] \quad (4-4)$$

kde  $\mathbf{B}_1(0)$  odpovídá matici bázových vektorů pro nepohybující se clutter. Rozměry matice  $\mathbf{B}_1$  jsou  $N \times (L \cdot (2M + 1))$ . Označme dále

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p[0] \\ p[1] \\ \vdots \\ p[N-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_1[0, -M] \\ h_1[1, -M] \\ \vdots \\ h_1[L-1, -M] \\ \vdots \\ h_1[0, 0] \\ h_1[1, 0] \\ \vdots \\ h_1[L-1, 0] \\ \vdots \\ h_1[0, M] \\ h_1[1, M] \\ \vdots \\ h_1[L-1, M] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s[0] \\ s[1] \\ \vdots \\ s[N-1] \end{bmatrix}, \quad (4-5)$$

potom

$$\mathbf{p} = \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \mathbf{h}_1 \quad (4-6)$$

a odhad clutteru v maticovém zápisu je

$$\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{B}_1 \hat{\mathbf{h}}_1. \quad (4-7)$$

Využitím LMS odhadu je profil clutteru (vzorky konečné impulzové odezvy, nebo též souřadnice kolmého průmětu vektoru  $\mathbf{q}$ , který reprezentuje clutter, do báze tvořené sloupci matice  $\mathbf{B}_1$ ) odhadnut jako

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = (\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1)^{-1} \mathbf{B}_1^H \mathbf{p} \quad (4-8)$$

a odhad clutteru je potom

$$\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{B}_1 (\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1)^{-1} \mathbf{B}_1^H \mathbf{p}. \quad (4-9)$$

Jak už bylo napsáno výše, pro stejně dokonalé odstranění clutteru, jako u systému s frekvenčním multiplexem, je u systému s kódovým multiplexem třeba odstraňovat clutter od všech vysílačů najednou. To znamená s využitím souboru bázových vektorů všech vysílačů. Označíme-li  $T$  počet vysílačů, bude tedy bázových vektorů  $T \cdot (L \cdot (2M + 1))$ . Tomu odpovídá i  $T \cdot (L \cdot (2M + 1))$  vypočtených souřadnic kolmého průmětu přijatého signálového vektoru do „sdruženého“ vektorového podprostoru clutteru. Jinak probíhá výpočet podle stejného vzorce. Při označení

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_1 \quad \mathbf{B}_2 \cdots \mathbf{B}_T], \quad (4-10)$$

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_T \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_2 \\ \vdots \\ \hat{h}_T \end{bmatrix}, \quad (4-11)$$

opět platí

$$\mathbf{p} = \mathbf{s} + \mathbf{B} \mathbf{h}, \quad (4-12)$$

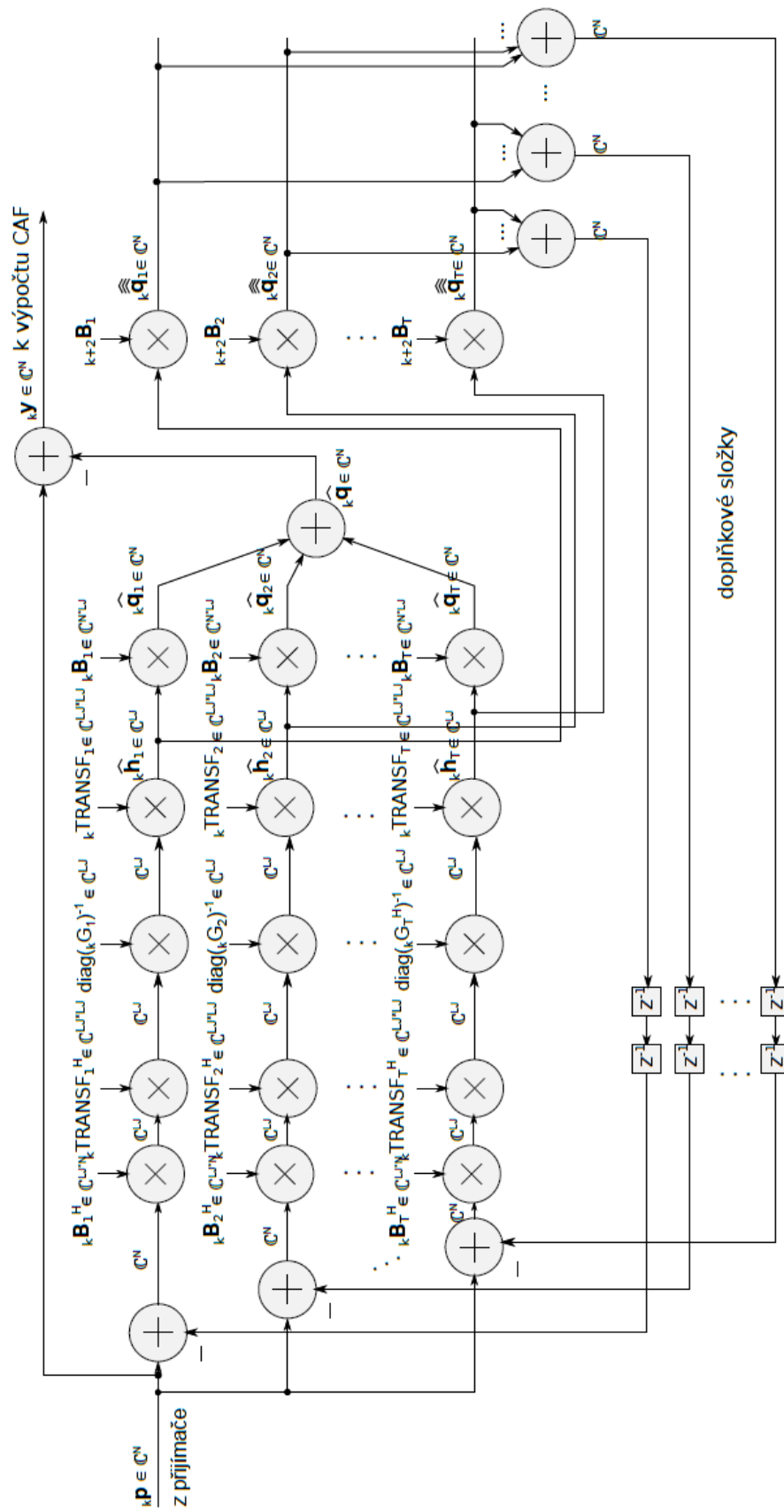
$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{p} \quad (4-13)$$

a odhad clutteru je potom

$$\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{p}. \quad (4-14)$$

## 4.2 Suboptimální metoda

Rozlišovací schopnost ve frekvenci je obrácenou hodnotou délky časového rámce pro tvorbu bazových vektorů pro odstraňování clutteru, tedy čím delší časové okno tím větší rozlišovací schopnost. Tedy pro příklad při délce rámce 20 ms, je rozlišovací schopnost 50 Hz. Tedy při použití alespoň jednoho bazového vektoru s kladným nenulovým Dopplerovým posuvem a jednoho se záporným nenulovým Dopplerovým posuvem by se odstraňoval pomalu se pohybující clutter do hodnoty  $\pm 50$  Hz. Dopplerovu posuvu 50 Hz na zvoleném nosném kmitočtu z L pásma odpovídá rychlost cíle asi 40 km/h. Z této úvahy vyplývá, že navrhovaným rozšířením báze pro případ odstraňování pomalu se pohybujícího clutteru vzrůstá počet bazových vektorů třínásobně, čímž se samozřejmě značně zvyšuje výpočetní náročnost (výpočetní náročnost se zvyšuje kvadraticky). Proto tato metoda nebyla naprogramována jako „optimální“ metoda odstraňování clutteru s ortogonalizací, ale přímo jako metoda „m221“, která kombinuje metodu „m22“ s možností odstraňovat clutter i pro nenulové Dopplerovy posuvy a její schéma je zobrazeno na obr. 11.



Obr. 11 Schéma metody „m221“

## 5 NÁVRH A IMPLEMENTACE METODY ODSTRAŇUJÍCÍ I DALŠÍ ZKRESLENÍ

### 5.1 Odstraňování *hřebene* pro všechny nenulové Dopplerovy posuvy pro vzdálenosti blízké nule

Hlavním důvodem pro zkoumání možnosti odstraňovat rušení i na nenulových Dopplerových posuvech byla možnost potlačovat tímto způsobem důsledky přítomnosti fázového šumu v přijatém signálu. Jak bylo ukázáno na obr. 6, na CAF vypočítané z přijatého signálu po odstranění clutteru se objevuje *hřeben* přes všechny frekvence na nule v ose zpoždění. Tedy je vidět, že u přímé cesty nedochází jen k rozostření *špičky*, ale díky fázovému šumu dochází k jejímu „prosakování“ na všechny frekvence. Dalším postupem tedy byla konstrukce druhého kroku následujícího po odstranění clutteru, který pro stejnou metodu využívá jako базové vektory referenční signál s nulovým a malým časovým posunem, ale se všemi Dopplerovy posuvy. Tímto krokem se odstraňuje nejsilnější *hřeben* přes všechny frekvence kolem nuly v ose „Range“ odpovídající prosakování přímé cesty a clutteru v malých bistatických vzdálenostech. Schématický náčrt bází pro první (modrá báze) a druhý krok (červená báze) ukazuje obr. 7.

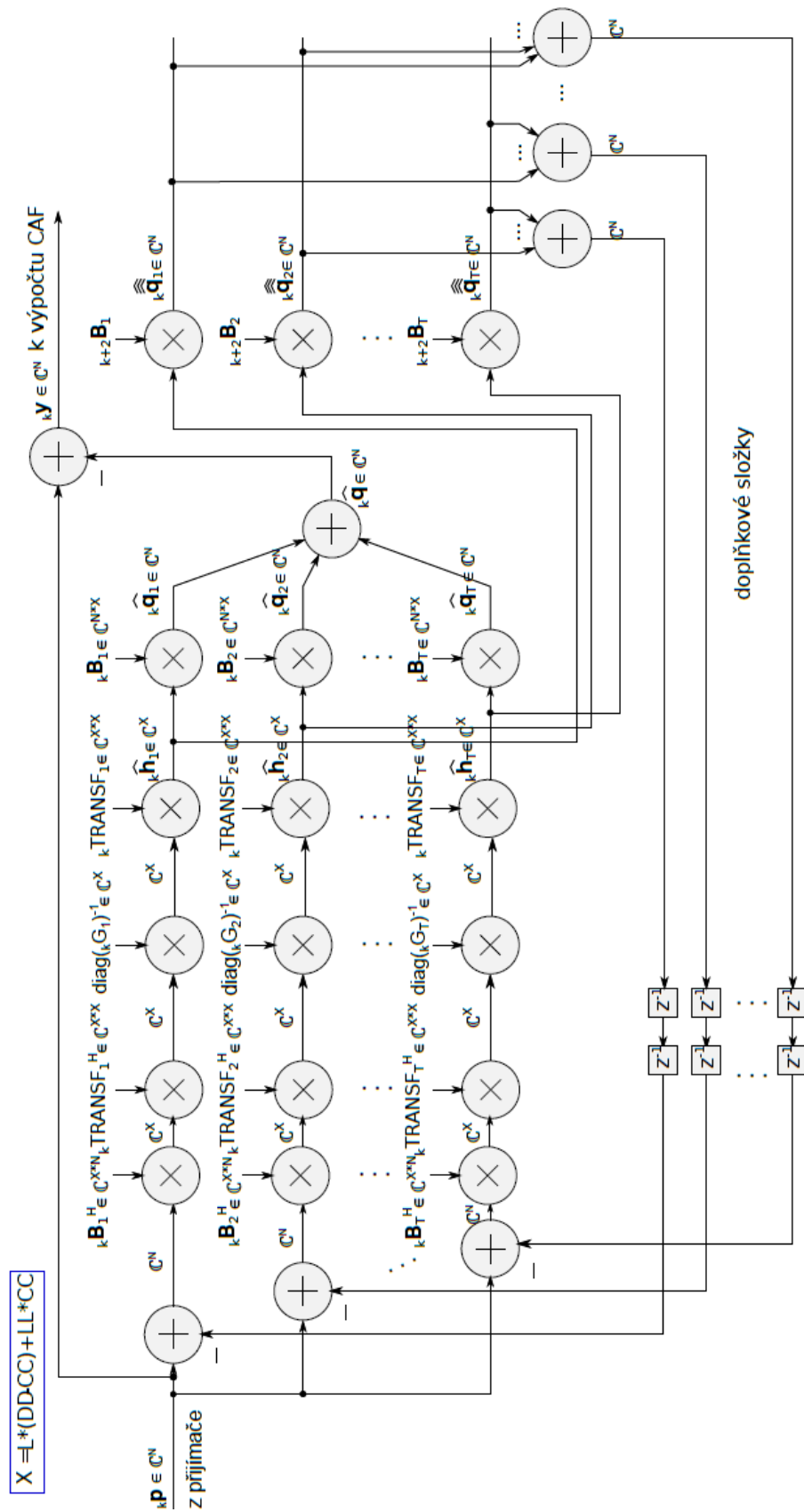
Pro tento krok bylo potřeba upravit algoritmus pro odstraňování clutteru tak, aby byl schopen pracovat jen s vybranými базovými vektory tedy s vybranými zpožděními, které odpovídají malým bistatickým vzdálenostem – okolí nuly v ose „Range“. Tato možnost byla zakomponována do algoritmu metody „m221“ představené v předchozí sekci. Dvou-krokový algoritmus využívající metody „m221“, kterou je v prvním kroku potlačován clutter a v druhém kroku potlačován *hřeben*, bude v dalším textu označován jako metoda „m222“. Výstupem bloku synchronizace pro jeden časový krok je přijatý vektor délky  $N$  vzorků a referenční vektor o délce  $N + LL - 1$  vzorků, kde  $LL$  je maximální počet zpoždění базových vektorů, který je určen vzdáleností, do které chceme odstraňovat clutter. V prvním kroku při odstraňování clutteru ať už statického nebo pomalu se pohybujícího se používá tento maximální počet базových vektorů. Pro odstraňování *hřebene* v blízkosti nuly v ose „Range“ se používá jen vybraný počet базových vektorů  $L$ , který je daný vzdáleností, do které chceme odstraňovat tento *hřeben*. Přesné určení vybraných базových vektorů je dáno offsetem, který by měl určovat базový vektor příslušný nulovému zpoždění – přímé cestě signálu. V praxi se totiž ukázalo, že pro dokonalé odstranění přímé cesty signálu je vhodné odstraňovat clutter i pro několik záporných zpoždění. Určení probíhá přes parametr  $Z$ , který udává kladnou vzdálenost, do které chceme odstraňovat *hřeben*. *Hřeben* je následně odstraňován do této vzdálenosti kolem offsetu - offset  $\pm Z$ , popřípadě od prvního базového vektoru do базového vektoru offset  $+ Z$ . Vybraný počet базových vektorů  $L$  je vypočítán jako jedna plus rozdíl posledního a prvního uvažovaného базového vektoru. Dopplerův posuv, do kterého je tento *hřeben* odstraňován, byl určen vizuálně z výsledků zpracování měření s ohledem na délku rámce pro odstraňování rušivých vlivů.

## 5.2 Odstraňování clutteru a *hřebene* přes všechny Dopplerovy posuvy do určeného kmitočtu pro vzdálenosti blízké nule v jednom kroku

Na základě prvních výsledků simulací s metodou „m222“ odstraňující clutter a *hřeben* ve dvou po sobě následujících krocích dvojím využitím metody „m221“ vznikla pochybnost, že úvaha o možnosti nezávislého použití báze pro odstraňování clutteru a báze pro odstraňování *hřebene* je korektní. Přistoupilo se tedy k vytvoření algoritmu, který bude pracovat s jednou bází pro odstraňování clutteru a *hřebene* kolem nuly v ose „Range“ v jednom kroku. Tato metoda dostala pracovní název „m223“ [25] a její schéma je na obr. 12.

Při tvorbě algoritmu metody „m223“ a algoritmu pro předpočítání rozšířené báze pro odstraňování clutteru a *hřebene* přes všechny Dopplerovy posuvy do určeného kmitočtu pro vzdálenosti blízké nule v jednom kroku, se vycházelo z metody „m221“, která kombinuje suboptimální metodu „m22“ s možností odstraňovat clutter i pro nenulové Dopplerovy posuvy. Algoritmus předpočítávání matic bazových vektorů sestavuje bázi tak, že pro Dopplerovy posuvy, pro které se odstraňuje pouze *hřeben* (celkový počet Dopplerových posuvů si označme  $DD$ ), přidává do báze vybraných  $L$  bazových vektorů pro zpoždění blízká nule. Pro zbylé nízké Dopplerovy posuvy (obvykle 0 až 1 Dopplerův posuv) a pro nulový Dopplerův posuv, pro které chceme zároveň odstraňovat clutter (celkový počet si označme  $CC$ ), se do báze přidává maximální počet  $LL$  bazových vektorů. Celkově tedy pro jeden vysílač máme  $CC \cdot LL + (DD - CC) \cdot L$  bazových vektorů.





Obr. 12 Schéma metody „m223“

## 6 VÝPOČETNÍ NÁROČNOST METOD

### 6.1 Optimalizace metod vzhledem k výpočetní náročnosti

Vzhledem k velké výpočetní náročnosti vyčíslení součinu matic bazových vektorů  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  při používání báze rozšířené o vektory s nenulovým Dopplerovým posuvem bylo potřeba tento proces v algoritmu zprůhlednit a optimalizovat. Využití rozšířené báze bylo implementováno pouze do suboptimální metody „m22“, která odhaduje složky clutteru od jednotlivých vysílačů odděleně (nezávisle), uvažujeme tedy pouze bloky  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ ,  $i \in 1 \dots T$  na diagonále matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  pro jednotlivé vysílače.

Nové bazové vektory pro odstraňování pomalu se pohybujícího clutteru vznikají přenásobením báze pro odstraňování statického clutteru točící se exponenciálou pro daný Dopplerův posuv. Všechny vektory báze by dle teoretického odvození měly být přenásobeny točící se exponenciálou se stejným počátkem. Pro implementaci je nicméně vhodnější přenásobit exponenciálou už referenční vektor a až následně vytvořit novou sadu bazových vektorů pro daný Dopplerův posuv, tedy je každý vektor báze přenásoben exponenciálou s jiným počátkem. Vzhledem k tomu, že se exponenciála točí, tato úprava nemá vliv na účinnost metody. Pro ověření byl napsán skript, který potvrzuje nezávislost schopnosti báze potlačovat clutter na volbě počátku točící se exponenciály u jednotlivých vektorů báze. Matice  $\mathbf{B}_i(m)$  má tedy dle algoritmu tvar:

$$\mathbf{B}_i(m) = \begin{bmatrix} r_i[0] e^{j 2 \pi m \frac{LL-1}{N}} & r_i[0-1] e^{j 2 \pi m \frac{LL-2}{N}} & \dots & r_i[0-(LL-1)] e^{j 2 \pi m \frac{0}{N}} \\ r_i[1] e^{j 2 \pi m \frac{LL}{N}} & r_i[1-1] e^{j 2 \pi m \frac{LL-1}{N}} & \dots & r_i[1-(LL-1)] e^{j 2 \pi m \frac{1}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_i[N-1] e^{j 2 \pi m \frac{N+LL-2}{N}} & r_i[N-1-1] e^{j 2 \pi m \frac{N+LL-3}{N}} & \dots & r_i[N-1-(LL-1)] e^{j 2 \pi m \frac{N-1}{N}} \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

Pokud je pro daný Dopplerův posuv požadována nižší dimenze  $L$  báze (pouze vybraná zpoždění referenčních vektorů), jsou do bazové matice zařazeny pouze sloupce příslušející požadovaným zpožděním referenčního vektoru a matice  $\mathbf{B}_i(m)$  má potom rozměry  $N \times L$ .

Matice bazových vektorů pro  $i$ -tý vysílač  $\mathbf{B}_i$  je

$$\mathbf{B}_i = [\mathbf{B}_i(-M) \quad \mathbf{B}_i(-M+1) \dots \mathbf{B}_i(0) \dots \mathbf{B}_i(M-1) \quad \mathbf{B}_i(M)] \quad (6-2)$$

a součin matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  je

$$\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_i^H(-M)\mathbf{B}_i(-M) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(-M)\mathbf{B}_i(0) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(-M)\mathbf{B}_i(M) \\ \mathbf{B}_i^H(-M+1)\mathbf{B}_i(-M) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(-M+1)\mathbf{B}_i(0) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(-M+1)\mathbf{B}_i(M) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_i^H(0)\mathbf{B}_i(-M) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(0)\mathbf{B}_i(0) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(0)\mathbf{B}_i(M) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_i^H(M-1)\mathbf{B}_i(-M) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(M-1)\mathbf{B}_i(0) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(M-1)\mathbf{B}_i(M) \\ \mathbf{B}_i^H(M)\mathbf{B}_i(-M) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(M)\mathbf{B}_i(0) & \cdots & \mathbf{B}_i^H(M)\mathbf{B}_i(M) \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

Postupné optimalizace předpočítávání bloků  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ , shrnuje následující výčet, kde jsou pro srovnání uvedeny časy potřebné pro předpočítání bloku  $\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1$  odpovídajícího jednomu vysílači při odstraňování statického clutteru  $LL = 668$  (do vzdálenosti zhruba 40 km) a *hřebene* kolem nuly v ose „Range“ pro  $L = 4$  (do vzdálenosti asi 250 m) pro Dopplerovy posuvy do  $M = \pm 30$  (do 1500 Hz) se zahrnutím ortogonalizace bloku  $\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1$  po přidání dané optimalizace do algoritmu, v kterém jsou již zahrnuty předcházející optimalizace:

1. Čas výpočtu v neoptimalizovaném algoritmu, který byl popsán v předešlých sekcích, byl 209 s. Pro porovnání čas výpočtu součinu  $\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1$  odpovídajícího jednomu vysílači při odstraňování pouze statického clutteru byl 16 s.
2. Celá matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  a tedy i bloky příslušející jednotlivým vysílacím kanálům  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  jsou hermitovsky sdružené, čehož lze s výhodou využít k ušetření dalších výpočtů. V algoritmu jsou počítány pouze bloky příslušející jednotlivým Dopplerovým posuvům  $\mathbf{B}_i^H(m)\mathbf{B}_i(o)$   $m \in \{-M, \dots, M\}$ ,  $o \in \{m+1, \dots, M\}$  na a nad diagonálou matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ . Bloky pod diagonálou jsou získány hermitovským sdružením odpovídajících bloků nad diagonálou. Čas výpočtu po zahrnutí této optimalizace byl 122 s.
3. Ve vytvořeném algoritmu v prostředí MATLAB je součin  $\mathbf{B}_i^H(m)\mathbf{B}_i(o)$ , kde například matice  $\mathbf{B}_i(o)$  je tvořena časovými posuvy (zpožděními) referenčního vektoru s diskrétním Dopplerovým posuvem  $o$ , nahrazen výpočtem korelací referenčních vektorů s Dopplerovým posuvem  $o$  a  $m$ . Pokud je z maximálního rozsahu zpoždění  $LL$  vybíráno pouze  $L$  zpoždění (při odstraňování *hřebene* kolem nuly v ose „Range“), provede se tento výběr zpoždění u referenčního vektoru, z kterého je tvořena bazová matice  $\mathbf{B}_i(o)$  před výpočtem korelací a u referenčního vektoru, z kterého je tvořena bazová matice  $\mathbf{B}_i^H(m)$  je výběr zpoždění proveden až po výpočtu korelací, které jsou časově nejnáročnější. Je tedy vhodné, aby se u bloků mimo diagonálu, u kterých se provádí výběr zpoždění pouze u jednoho členu součinu  $\mathbf{B}_i^H(m)\mathbf{B}_i(o)$ , počítal vždy součin, kde je výběr prováděn v matici  $\mathbf{B}_i(o)$  a následně se z těchto bloků hermitovským sdružením odvozovali odpovídající bloky na opačné straně diagonály. Tato úprava algoritmu zrychlila proces předpočítání na 63 s.

Pro další optimalizace byl zvolen jiný přístup výpočtu matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ . V předešlém algoritmu se využívalo skutečnosti, že sloupce bazové matice  $\mathbf{B}_i$  jsou tvořeny časovými

posuvy (zpožděními) referenčního vektoru. Výpočet  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  byl tedy nahrazen výpočtem korelací referenčních vektorů (pro všechny v bázi požadované Dopplerovy posuvy). Přístup popsany v této sekci byl použit při tvorbě algoritmu odstraňování clutteru v pasivním systému MSPSR (PCL) [31] a zde byl pouze rozšířen pro předpočítávání matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  při použití báze rozšířené o nenulové Dopplerovy posuvy.

Základní myšlenkou je odvození prvků matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  z předešlých prvků. Obecný prvek matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  při implementačně vhodném tvaru matice z rovnice (6-1) se vypočítá jako

$$\begin{aligned}
 b_i^H(o)b_i(m)[t,s] = & \bar{r}_i[1-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t}{N}} r_i[1-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[2-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+1}{N}} r_i[2-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+1}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[3-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+2}{N}} r_i[3-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+2}{N}} + \\
 & + \dots + \\
 & + \bar{r}_i[N-1-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+N-2}{N}} r_i[N-1-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+N-2}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[N-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+N-1}{N}} r_i[N-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+N-1}{N}}
 \end{aligned} \tag{6-4}$$

kde  $m, o \in \{-M, \dots, M\}$  a  $t, s \in \{1, \dots, LL\}$ . Obecný následující prvek pro stejné Dopplerovy posuvy je

$$\begin{aligned}
 b_i^H(o)b_i(m)[t+1,s+1] = & \bar{r}_i[0-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t-1}{N}} r_i[0-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s-1}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[1-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t}{N}} r_i[1-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[2-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+1}{N}} r_i[2-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+1}{N}} + \\
 & + \dots + \\
 & + \bar{r}_i[N-2-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+N-3}{N}} r_i[N-2-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+N-3}{N}} + \\
 & + \bar{r}_i[N-1-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+N-2}{N}} r_i[N-1-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+N-2}{N}},
 \end{aligned} \tag{6-5}$$

kde  $m, o \in \{-M, \dots, M\}$  a  $t, s \in \{1, \dots, LL-1\}$ . Porovnáním výrazů (6-4) a (6-5) dostáváme

$$\begin{aligned}
 b_i^H(o)b_i(m)[t+1,s+1] = & b_i^H(o)b_i(m)[t,s] + \\
 & + \bar{r}_i[0-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t-1}{N}} r_i[0-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s-1}{N}} + \\
 & - r_i[N-t] e^{-j 2 \pi o \frac{LL-t+N-1}{N}} r_i[N-s] e^{j 2 \pi m \frac{LL-s+N-1}{N}}.
 \end{aligned} \tag{6-6}$$

Pro získání nového členu  $b_i^H(o)b_i(m)[t+1,s+1]$  matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  tedy stačí k předchozímu členu  $b_i^H(o)b_i(m)[t,s]$  této matice přičíst první prvek aktuálního součinu báзовých vektorů a odečíst poslední prvek předchozího součinu báзовých vektorů. Z tohoto přístupu plyne nutnost počítat pouze první řádek matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  násobením

prvního řádku  $\mathbf{B}_i^H$  postupně s každým sloupцем  $\mathbf{B}_i$  a první sloupec této matice násobením každého řádku  $\mathbf{B}_i^H$  s prvním sloupcem  $\mathbf{B}_i$ . Zbylé prvky se odvodí pomocí vztahu (6.6).

V případě Dopplerových posuvů pro odstraňování *hřebene*, kdy je počítáno s menší bází dimenze  $L$ , je rovnou počítáno jen s vybranými časovými posuvy (zpožděními) referenčního vektoru (vybranými bázovými vektory), které jsou dány vstupními parametry zpracování.

Sklobení tohoto přístupu s dalšími optimalizacemi shrnuje následující výčet, kde je na závěr pro srovnání opět uveden čas potřebný pro předpočítání bloku  $\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1$  odpovídajícího jednomu vysílači při odstraňování statického clutteru  $LL = 668$  (do vzdálenosti zhruba 40 km) a *hřebene* kolem nuly v ose „Range“ pro  $L = 4$  (do vzdálenosti asi 250 m) pro Dopplerovy posuvy do  $M = \pm 30$  (do 1500 Hz) se zahrnutím ortogonalizace bloku  $\mathbf{B}_1^H \mathbf{B}_1$  po úpravě algoritmu:

1. Celá matice  $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$  a tedy i bloky příslušející jednotlivým vysílacím kanálům  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  jsou hermitovskys sdružené, čehož lze s výhodou využít k ušetření dalších výpočtů. V algoritmu jsou počítány pouze bloky příslušející jednotlivým Dopplerovým posuvům  $\mathbf{B}_i^H(m) \mathbf{B}_i(o)$   $m \in \{-M, \dots, M\}$ ,  $o \in \{m + 1, \dots, M\}$  na a nad diagonálou matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ . Bloky pod diagonálou jsou získány hermitovským sdružením odpovídajících bloků nad diagonálou.
2. Hermitovskys symetrický je i blok odpovídající nulovému Dopplerovu posuvu u obou matic v součinu  $\mathbf{B}_i^H(0) \mathbf{B}_i(0)$  pro výpočet báze pro odstranění statického clutteru. V tomto bloku jsou počítány pouze prvky na a nad diagonálou a prvky pod diagonálou jsou získány hermitovským sdružením odpovídajících prvků nad diagonálou. Z tohoto vyplývá, že při předpočítávání báze pro odstraňování statického clutteru je nutné vypočítat pouze první řádek matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  násobením prvního řádku  $\mathbf{B}_i^H$  postupně s každým sloupcem  $\mathbf{B}_i$ . První sloupec matice  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$  se získá hermitovským sdružením prvního řádku této matice.

Čas výpočtu po zahrnutí všech výše uvedených optimalizací je 44 s a algoritmus byl tedy zrychlen zhruba pětinašobně.

## 6.2 Výpočetní náročnost na cílové platformě

Výše uvedené metody „m22“ a „m223“ byly přepsány v jazyce C++ SW oddělením ERA a.s. a implementovány do produkčního SW vyvíjeného aktivního systému MSPSR. Pro ušetření výpočetního času a vzhledem ke znalosti vysílaného signálu bylo rozhodnuto, že vektory a matice sloužící pro odstranění clutteru a dalšího zkreslení budou předpočítány a uloženy v paměti. V reálném čase probíhá pouze samotné odstranění clutteru případně dalších zkreslení. Zpracování signálu probíhá v pevném taktu, v tomto případě jedné periody pseudonáhodné posloupnosti, která činila zhruba 0.6 s. Metody je možné spouštět jak v numerické přesnosti „single“, tak „double“.

Výpočetní náročnost algoritmů byla stanovena, jak pro CPU (Central Processing Unit – centrální procesorová jednotka) – konkrétně „Intel® Xeon® CPU E3-1225 V2 @3.2 GHz, 16338 MB, Max threads (4)“, tak pro GPU (Graphics Processing Unit – grafická procesorová jednotka) – konkrétně „CUDA Toolkit 10.0, Driver: 10020, GeForce GTX 1070, 8192 MB, CUDA Compute 6.1“. Systém používal operační systém Windows. Výpočetní časy uvedené v následující tabulce jsou platné pro jeden přijímač a dva vysílače pracující v režimu kódového multiplexu, délku rámce pro odstranění clutteru 26 ms, clutter odstraňován pro jeden integrační interval (8 rámců), vzdálenost pro odstranění clutteru 40 km, vzdálenost pro odstranění dalšího zkreslení 240 m a 1500 Hz v ose Doppleru.

Tab. 2 Tabulka výpočetní náročnosti odstraňování clutteru a případně i dalšího zkreslení pomocí metod „m22“, resp. „m223“ pro numerické přesnosti „single“ a „double“ na CPU vs. GPU

Výpočetní náročnost	CPU	GPU
„m22“, „double“	262 ms	9 ms
„m223“, „double“	5148 ms	9 ms
„m22“, „single“	211 ms	6 ms
„m223“, „single“	3961 ms	9 ms

Z tabulky je jasné patrný přínos přesunu algoritmu odstranění clutteru na GPU, kde pro složitější metodu „m223“ nebylo možné na CPU výpočet stihnout do taktu zpracování daného periodou pseudonáhodné posloupnosti 600 ms. Pro metodu „m22“ se započtením i dalších bloků signálového zpracování byla situace na limitu počitatelnosti. Naopak pro GPU vidíme, že z hlediska výpočetní náročnosti není problém použít jakoukoliv variantu algoritmu pro odstranění clutteru.

## 7 SIMULACE

Ve výzkumném týmu ERA a.s. byl pro vývoj aktivního multistatického radaru vyvinut simulátor signálového šíření a signálového zpracování. Tento nástroj byl užíván při simulování a zpracování následujících scénářů.

Simulátor signálového šíření sestává z bloku vytvoření vysílaného signálu, z části, kde je simulováno reálné prostředí, tedy clutter, který je modelován jako zadaný počet statických odrazečů, které jsou náhodně rozmístěny v předem definované oblasti a cíle, které mají nadefinovanou počáteční polohu, rychlost a zrychlení v kartézském prostoru a konstantní radarovou odraznou plochu (RCS) a z bloku, kde je vytvořen přijímaný signál jako směs jednotlivých odrazů, tepelného šumu a případně fázového šumu vysílačů/přijímače.

Simulátor signálového zpracování obsahuje filtraci referenčního a přijatého signálu stejným digitálním FIR filtrem tzv. filtrem hlavní selektivity, blok předpočítávající matice pro odstraňování clutteru dle popisu v předcházejících kapitolách a algoritmus odstraňování clutteru, který je následován výpočtem CAF a detektorem.

Základní scénář pro následující simulace byl definován takto:

- Délka záznamu 6 s
- Jeden přijímač a tři vysílače pracující v režimu kódového multiplexu
- Vysílaný signál
  - Spojitý pseudonáhodný šumový signál s GMSK modulací
  - L pásmo, nosná frekvence zhruba 1.4 GHz
  - Vzorkovací frekvence 5 MHz,
- Simulované parametry hardwaru
  - Uvažovány všesměrové antény se ziskem 3 dBi
  - Vysílací výkon 500 W
  - Pozice vysílačů v 3D lokálních kartézských souřadnicích [10 0 0.1; 0 10 0.1; 7 7 0.1] km
  - Pozice přijímače v 3D lokálních kartézských souřadnicích [0 0 0.1] km
  - Pro zkoumání účinnosti potlačení clutteru byl zvolen nereálně nízký tepelný šum s šumovou teplotou 50 K, tak aby hlavním limitujícím faktorem zpracování byl clutter
  - V prvních simulacích je uvažován pouze tepelný šum. Pro zkoumání frekvenčních nestabilit, hlavně tedy projevů fázového šumu aparatury je fázový šum modelován [28] podle naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu vysílačů a přijímače využívaných v reálných experimentech.

- Cíle
  - Pro ukázkou, že cíle nejsou odstraněny společně s clutterem, jsou do simulace přidány dva cíle
  - Poloha cílů je zvolena tak, aby se cíl uprostřed prvního integračního intervalu pro výpočet CAF nacházel v bistatické vzdálenosti 10 km
  - Rychlost v 3D kartézských souřadnicích je zvolena pro první cíl jako  $[-50, 0, 0]$  m/s a pro druhý cíl  $[100, 0, 0]$  m/s a pro oba případy je konstantní (cíle mají nulový vektor zrychlení)
  - Radarová odrazná plocha prvního cíle je  $1 \text{ m}^2$  a druhého cíle  $0.5 \text{ m}^2$
- Prostředí
  - Clutter modelován jako 10 náhodně distribuovaných bodových odražečů s RCS očekávaným pro městskou zástavbu v oblasti definované jako čtverec s hranou 10 km se středem umístěným v poloze přijímače
  - Tepelný šum s šumovou teplotou 50 K
- Signálové zpracování
  - Délka rámce pro odstranění clutteru  $2^{16}$  vzorků (13 ms)
  - Práh ukončení ortogonalizace  $1e-7$
  - Clutter odstraňován pro  $LL = 668$  zpoždění (do 40 km)
  - Integrační interval  $2^{20}$  vzorků (210 ms)
  - CAF počítána do 50 km

Potlačení clutteru zobrazované v grafech je definováno dle (7-1) jako poměr, resp. rozdíl v logaritmické míře celkového středního výkonu přijatého signálu  $p$  před potlačením clutteru k celkovému střednímu výkonu signálu po potlačení clutteru  $y$ .

$$\text{potlaceniClutteru} = 10 * \log_{10} \left( \frac{\sum_{i=1}^N \text{abs}(p(i))^2 / N}{\sum_{i=1}^N \text{abs}(y(i))^2 / N} \right). \quad (7-1)$$

Poměr součtu výkonů užitečných signálů a clutteru k výkonu šumu je označován SINR. V simulaci je šum k signálu přičítán uměle, tudíž lze tento poměr před přičtením přesně určit, při měřeních lze úroveň tepelného šumu přesně určit na základě měření šumové teploty na straně přijímače. Po odstranění clutteru se téměř nezmění výkon šumu a výkon odrazů od cílů s nenulovým kmitočtovým posuvem. Z toho plyne, že potlačení nemůže být z principu vyšší než SINR a je tedy tímto shora ohraničeno. Což zároveň znamená, že při dokonalém potlačení clutteru bude limitujícím faktorem detekce cílů úroveň tepelného šumu v CAF. Dalším kritériem, které je klíčové pro detekci cílů a je vizualizováno a vyhodnocováno, je zbylé zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvek k tepelnému šumu v CAF, vypočítané jako poměr, resp. rozdíl v logaritmické míře mezi odhadnutou šumovou hladinou v CAF (rozptyl Rayleighova rozdělení) a hladinou tepelného šumu v CAF vypočítané ze simulované/změřené šumové teploty.



$$zbylZkesleniCAF = 10 * \log_{10} \left( \frac{\frac{1}{2} \text{mean}(|\text{norm}(CAF)|^2)}{kT_{noise} \frac{1}{T_{int}}} \right), \quad (7-2)$$

kde pro výpočet rozptylu Rayleighova rozdělení je  $CAF$  pomocí výkonu referenčního signálu normována (označeno jako  $norm$ ) a následně je vypočten průměr z druhých mocnin absolutních hodnot jejich členů, dále  $k$  je Boltzmanova konstanta,  $T_{noise}$  je simulovaná/změřená šumová teplota v [K] a  $T_{int}$  je délka integračního intervalu (korelačního intervalu pro výpočet CAF) v [s].

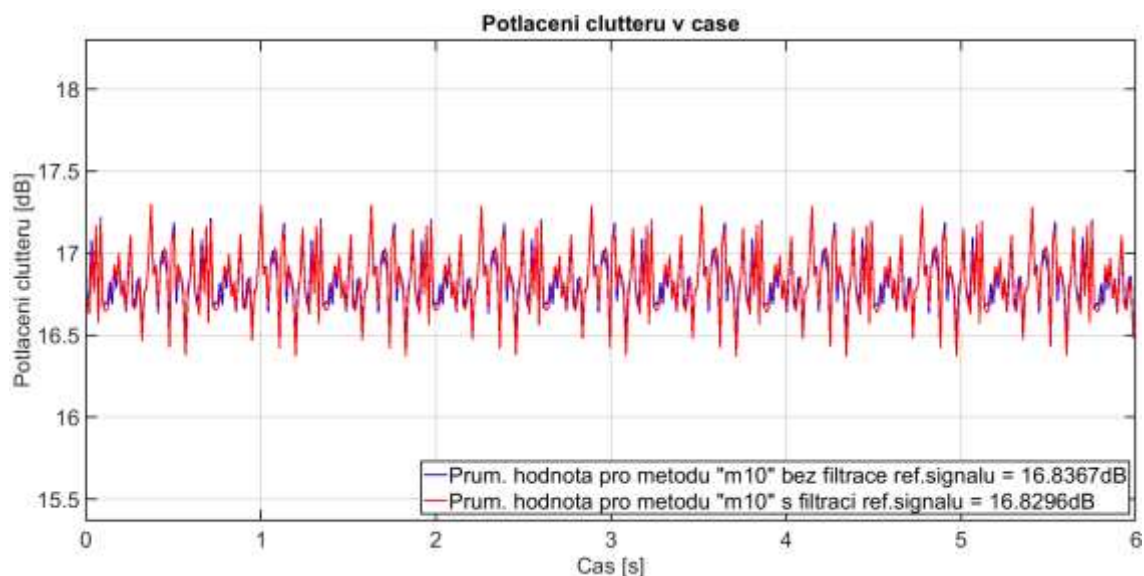
Pro případné porovnání simulací s reálnými daty je vhodnější kritérium zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF. V měřeních je problematické kvantifikovat především potlačení přímé cesty jako hlavního příspěvku do celkového clutteru vlivem terénního zastínění, dále zisk antén, pokud není přímý signál přijímán hlavním lalokem antény, a tedy je následně problematické toto zahrnout do simulací. Na druhou stranu úroveň tepelného šumu je jednoduše a relativně přesně měřitelná a následně simulovatelná veličina, tedy rozdíl v kritériu zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF mezi simulovanými scénáři a reálnými scénáři je při obdobné hodnotě výkonu clutteru v přijatém signálu způsoben pouze nedokonalostí modelování zkreslení především fázového šumu.

Z hlediska statistického vyhodnocení není vždy splněna podmínka normálního rozdělení sledované veličiny a bylo proto přistoupeno k vyjádření střední hodnoty jako mediánu (dále v textu zkratka **M**) a k vyjádření rozptylu veličiny bylo použito mezikvartilové rozpětí (dále v textu zkratka **MR**).

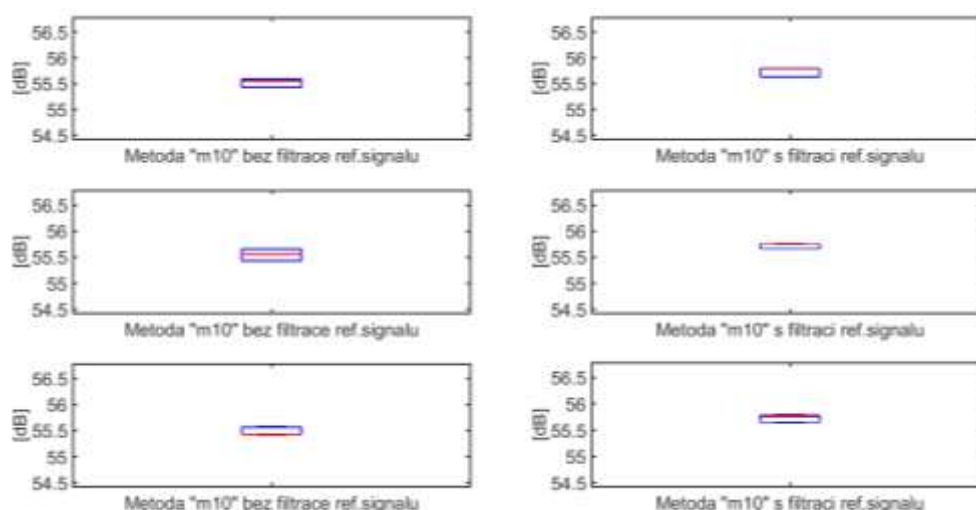
## 7.1 Výsledky potlačení clutteru pro základní metodu převzatou z frekvenčního multiplexu

Jako výchozí bod byla převzata metoda využívaná v systémech s frekvenčním multiplexem, kde je pro každý vysílač clutter odstraňován zvlášť. Dále byla v tomto bodě ověřována hypotéza o nutnosti filtrace referenčního signálu stejným filtrem hlavní selektivity jako je použit pro přijímaný signál z důvodu zachování korelovanosti těchto dvou signálů.

Z následujících obrázků i tabulky je patrné, že v tomto případě nemá filtrace žádný vliv a že odstranění clutteru je značně nedokonalé. Clutter je potlačován pouze o 17 dB a po aplikování algoritmu odstranění clutteru je stále v CAF přítomno téměř 56 dB zbylého zkreslení jako příspěvku k tepelnému šumu, které je v tomto případě tvořeno pouze clutterem.



Obr. 13 Porovnání potlačení clutteru pro metodu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace



Obr. 14 Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplotech pro metodu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace

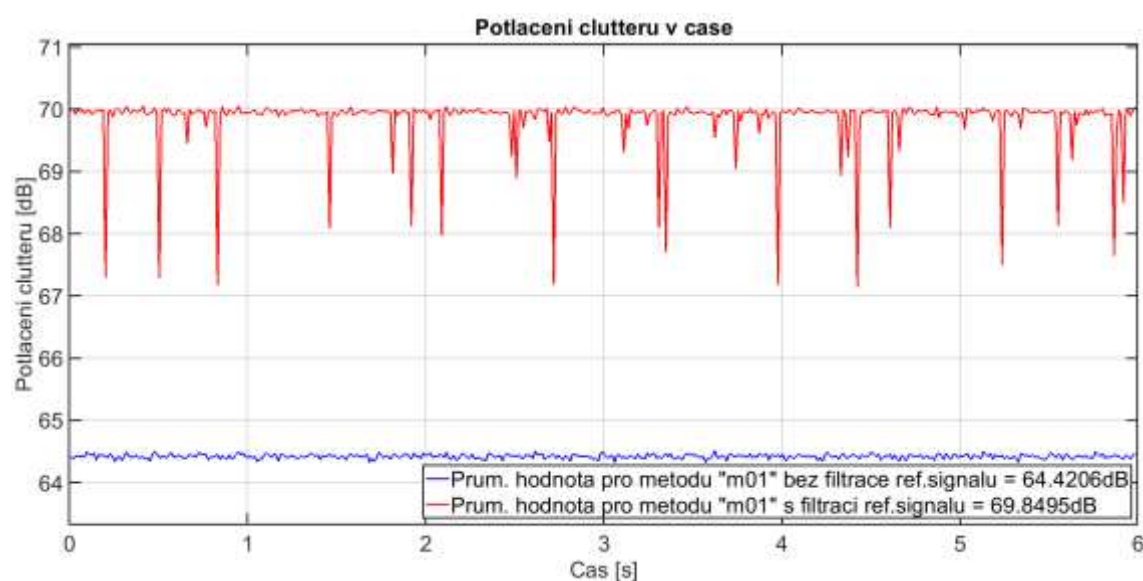
Tab. 3 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro základní metodu převzatou z frekvenčního multiplexu „m10“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů

Metriky	“m10” bez filtrace referenčních signálů		“m10” s filtrací referenčních signálů	
	M	MR	M	MR
Potlačení clutteru [dB]	16.8	0.2	16.8	0.3
Zbylé zkreslení v CAF [dB]	55.6	0.2	55.8	0.2

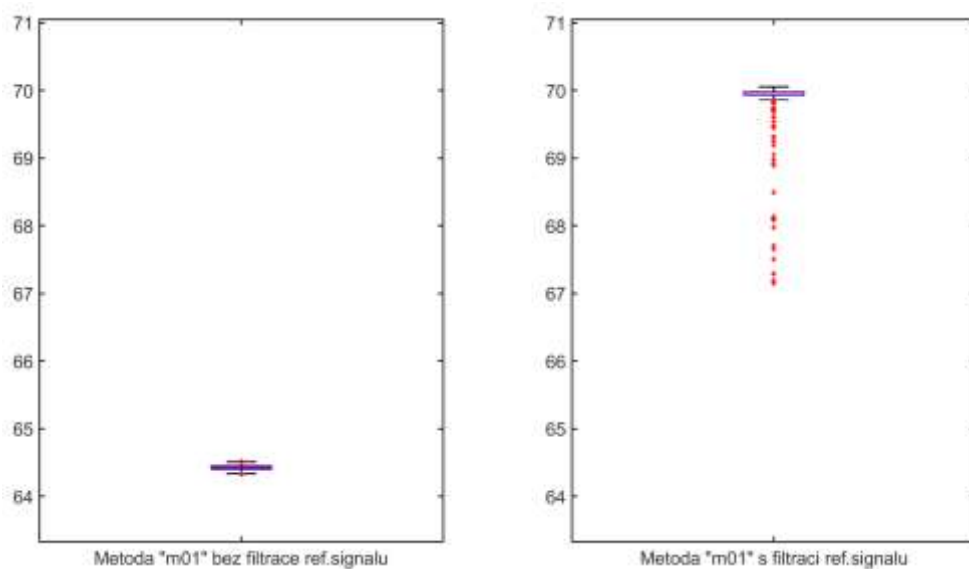
## 7.2 Výsledky potlačení clutteru pro optimální metodu pro kódový multiplex bez ortogonalizace

Dalším krokem bylo přistoupení k navrhované optimální metodě potlačení clutteru pro kódový multiplex, kde je clutter odstraňován pro všechny vysílače najednou společnou báзовou maticí.

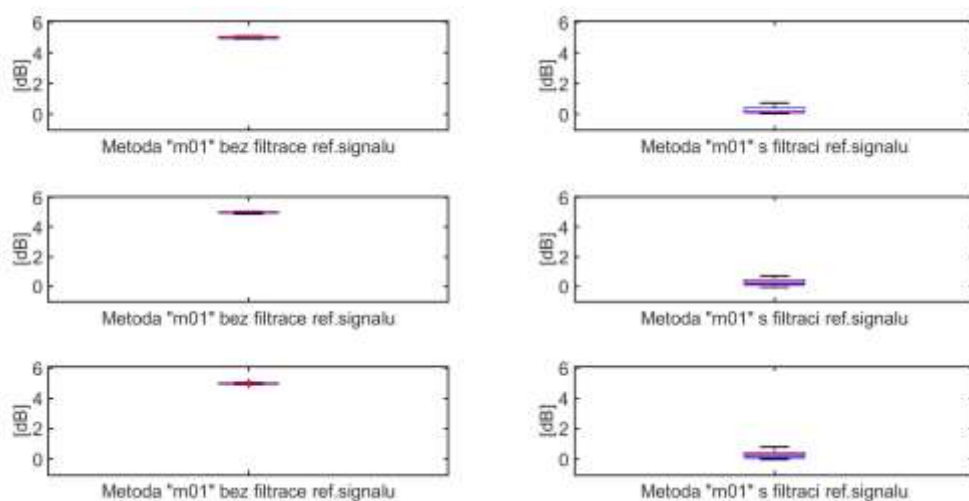
Zde je již jasně patrná nutnost filtrovat i referenční signály stejným filtrem hlavní selektivity jako je použit pro přijímaný signál. Pro optimální metodu s filtrací referenčních signálů dosahujeme v průměru o 5 dB většího potlačení clutteru než s metodou bez filtrace. Toto je potvrzeno i na kritériu zbylého zkreslení v CAF po odstranění clutteru. Nicméně na obr. 15 jsou patrné propady v účinnosti metody, které jsou pravděpodobně způsobené špatnou podmíněností báзовé matice pro odstranění clutteru. Bude tedy vhodné do algoritmu zařadit ortogonalizaci této matice před výpočtem inverze této matice a samotným potlačením clutteru.



Obr. 15 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace



Obr. 16 Porovnání potlačení clutteru na boxplotech pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace



Obr. 17 Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplotech pro optimální metodu „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace

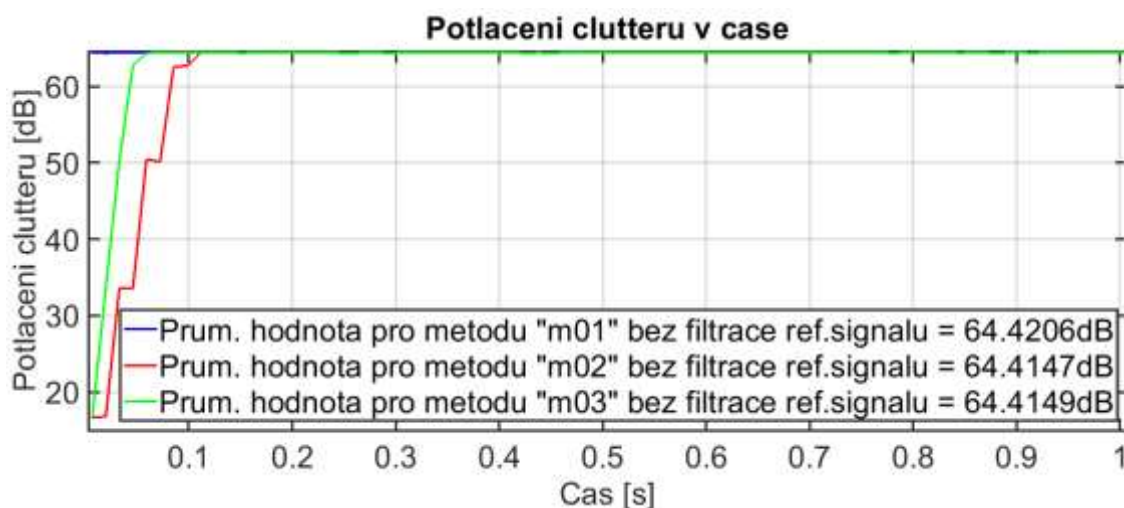
Tab. 4 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu pro kódový multiplex „m01“ bez filtrace a s filtrací referenčních signálů

Metriky	“m01” bez filtrace referenčních signálů		“m01” s filtrací referenčních signálů	
	M	MR	M	MR
Potlačení clutteru [dB]	64.4	0.1	70.0	0.1
Zbylé zkreslení v CAF [dB]	5.0	0.1	0.2	0.3

### 7.3 Porovnání optimálních a suboptimálních metod bez ortogonalizace

Před implementací ortogonalizace do algoritmu optimální metody byly otestovány suboptimální metody odstraňování clutteru.

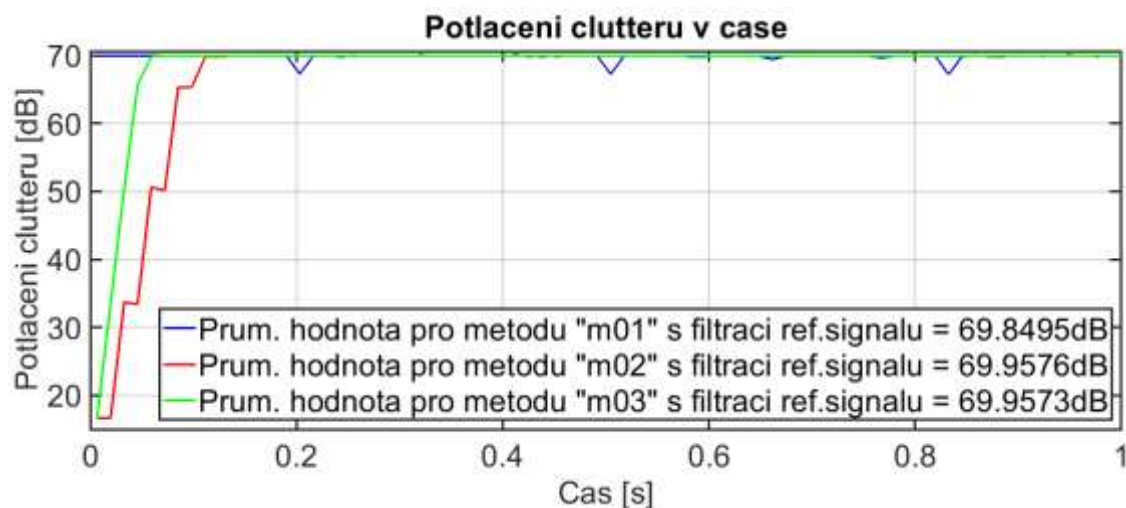
Z následujících obrázků a tabulek je patrné, že suboptimální metody jsou schopny odstraňovat clutter se stejnou účinností jako metoda optimální po náběhu jejich zpětnovazební smyčky, který je pomalejší pro metodu „m02“. Dále je zřejmé, že filtrace referenčních signálů je nezbytným krokem pro optimální signálové zpracování. Z obr. 19 je dále patrné, že suboptimální metody netrpí stejnými propady v účinnosti jako metoda optimální a tedy, že špatná podmíněnost matice je hlavně problémem při tvorbě společné báze pro všechny vysílače. Nicméně bylo rozhodnuto implementovat ortogonalizaci báze matice pro všechny metody z důvodu větší korektnosti tohoto přístupu.



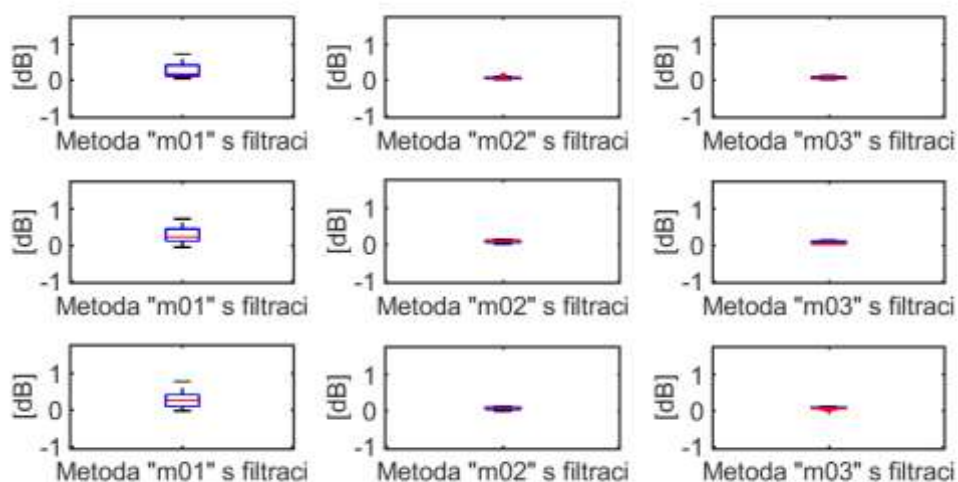
Obr. 18 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ bez filtrace referenčních signálů a bez ortogonalizace

Tab. 5 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ bez filtrace referenčních signálů

Metriky	“m01” bez filtrace ref. signálů		“m02” bez filtrace ref. signálů		“m03” bez filtrace ref. signálů	
	M	MR	M	MR	M	MR
Potlačení clutteru [dB]	64.4	0.05	64.4	0.05	64.4	0.05
Zbylé zkreslení v CAF [dB]	5.0	0.07	5.0	0.07	5.0	0.07



Obr. 19 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace



Obr. 20 Porovnání zbylého zkreslení v CAF na boxplorech pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálů a bez ortogonalizace

Tab. 6 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m01“ a suboptimální metody „m02“ a „m03“ s filtrací referenčních signálů

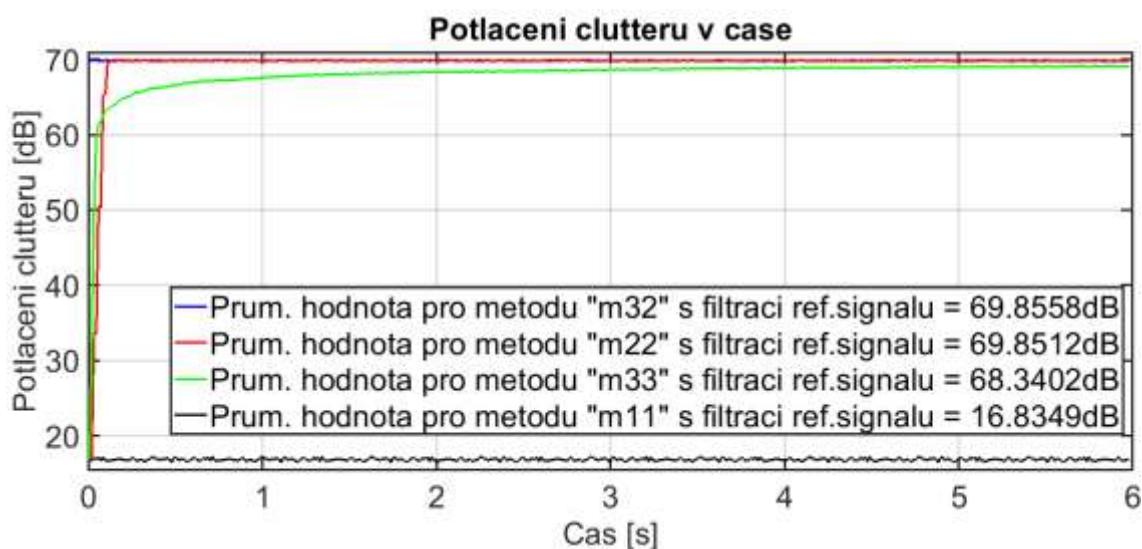
Metriky	“m01” s filtrací ref. signálů		“m02” s filtrací ref. signálů		“m03” s filtrací ref. signálů	
	M	MR	M	MR	M	MR
Potlačení clutteru [dB]	70.0	0.05	70.0	0.04	70.0	0.04

<b>Zbylé zkreslení v CAF [dB]</b>	0.2	0.32	0.1	0.03	0.1	0.05
---------------------------------------	-----	------	-----	------	-----	------

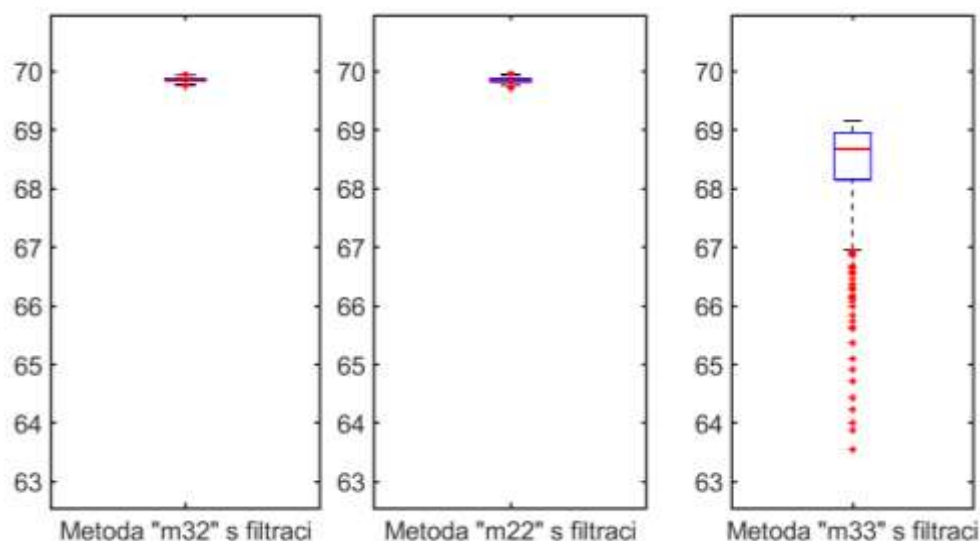
## 7.4 Porovnání optimálních a suboptimálních metod pro kódový multiplex s ortogonalizací

V této sekci jsou shrnuty výsledky po finalizaci optimálních a suboptimálních metod přidáním kroku ortogonalizace matice básových vektorů. Pro ilustraci je zde přidán i výsledek s metodou převzatou z frekvenčního multiplexu, do které byla ortogonalizace také implementována, ale stále je zřejmé, že tato metoda je pro kódový multiplex nepoužitelná.

Z obrázků a tabulek je patrné, že po zakomponování ortogonalizace se všechny metody chovají naprosto stabilně, nicméně druhá suboptimální metoda „m33“ lehce výkonnostně zaostává – zhruba o 1.5 dB, toto je zřejmě způsobeno tím, že implementovaný algoritmus ortogonalizace v každém časovém kroku volí jiné básové faktory a v kombinaci s takto navrženou zpětnovazební smyčkou dochází k neoptimální funkci celého algoritmu.



Obr. 21 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“, suboptimální metody „m22“ a „m33“ a metodu pro frekvenční multiplex „m11“ s ortogonalizací



Tab. 7 Porovnání potlačení clutteru a zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ s ortogonalizací a filtrací referenčních signálů

Metriky	“m32” s filtrací ref. signálů		“m22” s filtrací ref. signálů		“m33” s filtrací ref. signálů	
	M	MR	M	MR	M	MR
Potlačení clutteru [dB]	69.9	0.04	69.9	0.05	68.7	0.80
Zbylé zkreslení v CAF [dB]	0.1	0.05	0.1	0.04	0.2	0.09

## 7.5 Vliv počtu vysílačů na limitní hodnotu potlačení clutteru optimální a suboptimálních metod s ortogonalizací

Pro simulaci testující vliv počtu vysílačů na limitní hodnotu potlačení clutteru bylo nutno zpřísnit podmínky simulace, tak aby byl opravdu zkoumán limit metod potlačení clutteru. Z důvodu vysoké výpočetní náročnosti byla délka záznamu snížena na 2 s. Parametry hardwaru a prostředí byly upraveny následujícím způsobem:

- Simulované parametry hardwaru
  - Uvažovány „všesměrové“ antény se ziskem 6 dBi
  - Vysílací výkon 1000 W
  - Pozice vysílačů v 3D lokálních kartézských souřadnicích:
    - 1 vysílač: [10 0 0.1] km
    - 3 vysílače: [10 0 0.1; 0 10 0.1; 7 7 0.1] km



- 5 vysílačů: [10 0 0.1; 0 10 0.1; 7 7 0.1; -10 0 0.1; 0 -10 0.1] km
- 8 vysílačů: [10 0 0.1; 0 10 0.1; 7 7 0.1; -10 0 0.1; 0 -10 0.1; 7 -7 0.1; -7 7 0.1; -7 -7 0.1] km
- Pozice přijímače v 3D lokálních kartézských souřadnicích [0 0 0.1] km
- Pro zkoumání účinnosti potlačení clutteru byl zvolen nereálně nízký tepelný šum s šumovou teplotou 50 K, tak aby hlavním limitujícím faktorem zpracování byl clutter
- Prostředí
  - Clutter modelován jako 30 náhodně distribuovaných bodových odražečů s RCS očekávaným pro městskou zástavbu v oblasti definované jako čtverec s hranou 10 km se středem umístěným v poloze přijímače

Z tab. 8 je patrné, že optimální a první suboptimální metoda „m22“ potlačují clutter se stejnou účinností. Výsledky pro metodu „m33“ potvrzují chování pozorované v předchozí simulaci a je patrné, že pro vyšší počet vysílačů dochází k dalšímu poklesu účinnosti oproti druhým dvěma metodám. Z tohoto důvodu bylo rozhodnuto pokračovat v dalším testování pouze s metodou optimální „m32“ a první suboptimální metodou „m22“. Tab. 9 ukazuje, že parametry simulace byly nastaveny vhodně a po potlačení clutteru zůstává v CAF zhruba 1.5 dB zkreslení nad úrovní tepelného šumu, tedy hodnoty získané touto simulací se dají považovat za limitní hodnoty schopnosti těchto algoritmů potlačovat clutter pro zvolený typ signálů.

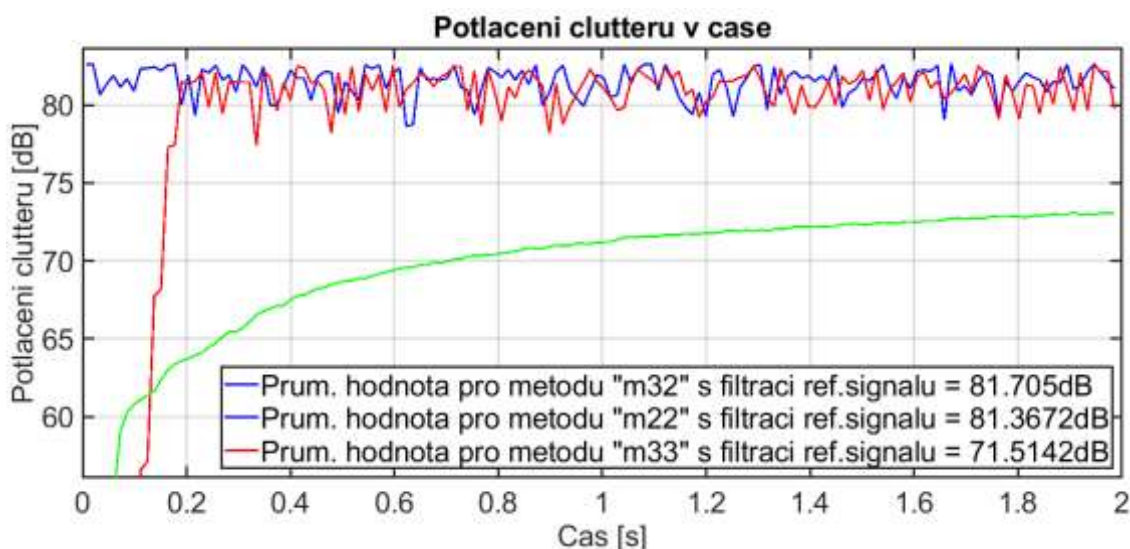
Tab. 8 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro různý počet vysílačů v systému

Potlačení clutteru [dB]	“m32”		“m22”		“m33”	
	M	MR	M	MR	M	MR
<b>1 vysílač</b>	73.4	0.16	73.4	0.15	73.5	0.03
<b>3 vysílače</b>	77.6	1.09	77.6	0.91	74.4	2.47
<b>5 vysílačů</b>	80.4	0.05	80.4	0.06	74.7	2.75
<b>8 vysílačů</b>	81.7	1.30	81.4	1.83	71.5	3.09

Tab. 9 Porovnání zbylého zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro různý počet vysílačů v systému

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	“m32”		“m22”		“m33”	
	M	MR	M	MR	M	MR

<b>1 vysílač</b>	1.3	0.02	1.3	0.07	1.3	0.04
<b>3 vysílače</b>	1.4	0.10	1.4	0.04	1.7	0.18
<b>5 vysílačů</b>	1.3	0.05	1.4	0.07	1.9	0.53
<b>8 vysílačů</b>	1.4	0.03	1.5	0.03	3.7	0.97



Obr. 22 Porovnání potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metody „m22“ a „m33“ pro osm vysílačů v systému

## 7.6 Vliv frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na účinnost potlačení clutteru

První pokusy s měřením s vektorovým generátorem a spektrálním analyzátozem „na stole“ ukázala, že velkým problémem systému bude frekvenční synchronizace a dále fázový šum přístrojů. Tato simulace slouží pro určení maximální přípustné kmitočtové odchylky mezi přijímačem a vysílačem tak, aby nebylo zhoršeno potlačování clutteru.

Závěry shrnují pro metodu „m32“ tab. 10 a pro metodu „m22“ tab. 11, nicméně nejlépe jsou výsledky prezentovány na obr. 23, kde je jasně patrné, že pro obě metody je maximální přípustná kmitočtová odchylka mezi přijímačem a vysílačem tak, aby nebylo zhoršeno potlačení clutteru, v řádu 1e-3 Hz. Dále je patrné, že suboptimální metoda „m22“ je lehce citlivější na kmitočtovou odchylku než metoda optimální „m32“.

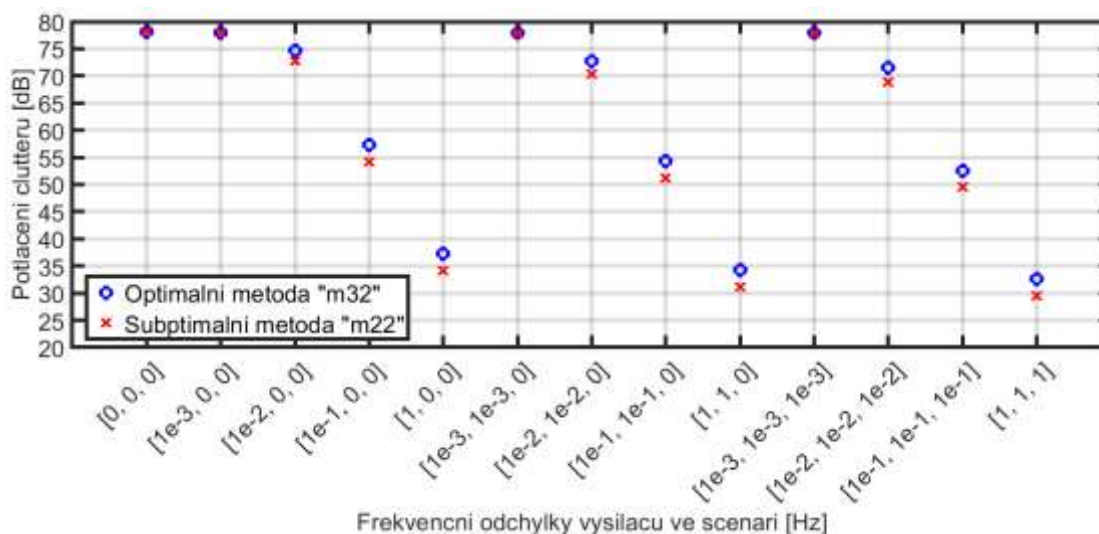
Tab. 10 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro optimální metodu „m32“

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	TX1			TX2			TX3		
	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR

1. scénář	0	1.3	0.03	0	1.4	0.05	0	1.4	0.04
2. scénář	0.001	1.4	0.06	0	1.4	0.06	0	1.4	0.05
3. scénář	0.01	6.0	0.02	0	6.0	0.02	0	6.0	0.05
4. scénář	0.1	24.1	0.03	0	24.1	0.04	0	24.2	0.02
5. scénář	1	44.1	0.04	0	44.1	0.05	0	44.2	0.02
6. scénář	0.001	1.5	0.07	-0.001	1.5	0.04	0	1.5	0.06
7. scénář	0.01	8.2	0.05	-0.01	8.2	0.02	0	8.2	0.04
8. scénář	0.1	27.2	0.05	-0.1	27.2	0.05	0	27.2	0.10
9. scénář	1	47.2	0.05	-1	47.2	0.02	0	47.2	0.08
10. scénář	0.001	1.6	0.05	-0.001	1.6	0.04	0.001	1.6	0.06
11. scénář	0.01	9.6	0.08	-0.01	9.6	0.04	0.01	9.6	0.07
12. scénář	0.1	28.9	0.02	-0.1	28.9	0.03	0.1	28.9	0.09
13. scénář	1	48.9	0.04	-1	48.9	0.08	1	48.8	0.08

Tab. 11 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro suboptimální metodu „m22“

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	TX1			TX2			TX3		
	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR
1. scénář	0	1.4	0.06	0	1.4	0.04	0	1.4	0.05
2. scénář	0.001	1.5	0.05	0	1.5	0.05	0	1.5	0.05
3. scénář	0.01	8.3	0.15	0	8.3	0.04	0	8.3	0.03
4. scénář	0.1	27.3	0.18	0	27.3	0.05	0	27.3	0.04
5. scénář	1	47.2	0.18	0	47.3	0.05	0	47.3	0.03
6. scénář	0.001	1.7	0.04	-0.001	1.7	0.04	0	1.7	0.06
7. scénář	0.01	10.9	0.14	-0.01	10.9	0.11	0	10.8	0.04
8. scénář	0.1	30.3	0.11	-0.1	30.3	0.07	0	30.3	0.04
9. scénář	1	50.3	0.09	-1	50.3	0.08	0	50.3	0.04
10. scénář	0.001	1.8	0.05	-0.001	1.9	0.04	0.001	1.8	0.07
11. scénář	0.01	12.4	0.19	-0.01	12.4	0.13	0.01	12.3	0.01
12. scénář	0.1	32.0	0.09	-0.1	32.0	0.10	0.1	32.0	0.05
13. scénář	1	52.0	0.08	-1	52.0	0.08	1	52.0	0.05



Obr. 23 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“

## 7.7 Vliv frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na účinnost potlačení clutteru při použití metody potlačující i pomalu pohybující se clutter

Nápadem navazujícím na přechodí simulaci bylo využití metody potlačující i pomalu pohybující se clutter „m221“ pro potlačení projevů kmitočtové odchylky mezi přijímačem a vysílačem, vzhledem k tomu, že projevem této odchylky je posun přímé cesty, a tedy i veškerého statického clutteru na nenulový Dopplerův posuv. Metoda byla nakonfigurována pro potlačení prvního, nultého a mínus prvního Dopplerova posuvu ( $M = 1$ ), tedy zhruba pro kmitočty 77 Hz, 0 Hz a -77 Hz.

Závěry pro metodu „m221“ v této konfiguraci shrnuje tab. 12. Porovnáním výsledků s výsledky v tab. 10 pro metodu „m32“ a v tab. 11 pro metodu „m22“ je jasně patrné, že metoda „m221“ nepřináší žádné zlepšení, respektive dosahuje pro větší kmitočtové odchylky výrazně horších výsledků než metody potlačující pouze statický clutter. U složitější metody „m221“ dochází místo potlačení projevů kmitočtové odchylky mezi vysílačem a přijímačem naopak k prohloubení projevu a většímu „rozostření špiček“ příslušejících přímé cestě a clutteru. Toto pravděpodobně nastává kvůli velmi velkému kroku mezi potlačovanými Dopplerovými posuvy, kde je tento krok dán délkou okna pro potlačení clutteru, jež je diskutována dále v sekci 7.10.2.

Tab. 12 Porovnání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na zbylé zkreslení v CAF pro optimální metodu „m221“

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	TX1			TX2			TX3		
	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR	$\Delta f$ [Hz]	M	MR

<b>1. scénář</b>	0	1.1	0.05	0	1.1	0.03	0	1.1	0.03
<b>2. scénář</b>	0.001	1.4	0.02	0	1.4	0.06	0	1.5	0.04
<b>3. scénář</b>	0.01	10.3	0.04	0	10.2	0.03	0	10.2	0.07
<b>4. scénář</b>	0.1	29.7	0.05	0	29.6	0.05	0	29.6	0.06
<b>5. scénář</b>	1	49.7	0.06	0	49.6	0.04	0	49.6	0.06
<b>6. scénář</b>	0.001	1.7	0.04	-0.001	1.7	0.04	0	1.7	0.03
<b>7. scénář</b>	0.01	13.1	0.14	-0.01	13.1	0.04	0	13.0	0.04
<b>8. scénář</b>	0.1	32.8	0.06	-0.1	32.8	0.06	0	32.7	0.04
<b>9. scénář</b>	1	52.8	0.08	-1	52.8	0.02	0	52.7	0.05
<b>10. scénář</b>	0.001	2.0	0.06	-0.001	2.0	0.05	0.001	2.0	0.03
<b>11. scénář</b>	0.01	14.8	0.14	-0.01	14.8	0.11	0.01	14.7	0.07
<b>12. scénář</b>	0.1	34.7	0.11	-0.1	34.6	0.08	0.1	34.6	0.03
<b>13. scénář</b>	1	54.6	0.13	-1	54.6	0.07	1	54.5	0.03

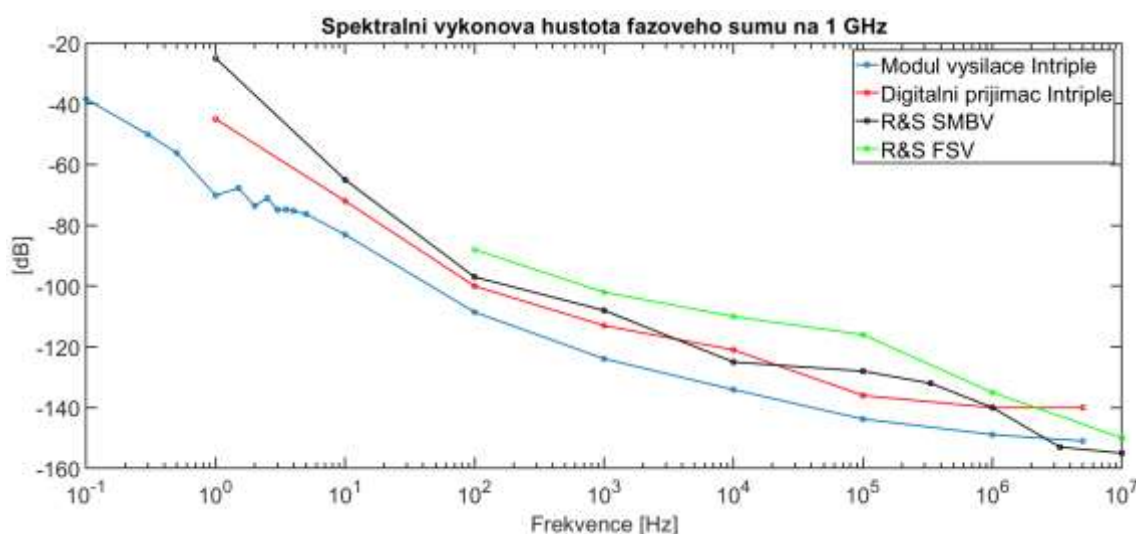
## 7.8 Vliv fázového šumu přijímače a vysílače na účinnost potlačení clutteru

Jak již bylo napsáno, na základě prvních měření bylo zjištěno, že hlavním problémem systému bude frekvenční synchronizace a fázový šum přístrojů. Cílem této simulace bylo získat náhled na to, jakým způsobem budou různé spektrální výkonové hustoty fázového šumu vysílačů a přijímače limitovat potlačení clutteru. Pro změření této charakteristiky byly k dispozici vektorový generátor R&S SMBV (dále označován Gen) a spektrální analyzátor R&S FSV (označován SA) a dále digitální přijímač a modul vysílače vyvinutý společností Intriple (označení dále Int). Naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu jednotlivých přístrojů jsou zobrazeny na obr. 24. Simulacemi byl ověřen předpoklad, že fázový šum stejné spektrální výkonové hustoty uvažovaný buď na vysílací straně anebo na přijímací straně má velmi obdobný efekt na hodnotu potlačení clutteru. Nicméně pokud je fázový šum aplikován na přijímací straně potlačení clutteru je např. pro spektrální výkonovou hustotu fázového šumu digitálního přijímače Intriple o 1dB nižší než pokud je tento šum uvažován na vysílací straně. Toto je nejspíše způsobeno nižšími výkony užitečných signálů na přijímači, než je výkon signálu vysílaného, a tedy vliv stejného fázového šumu je o to větší. Vzhledem k tomu, že rozdíly jsou pro vyšetřovanou konfiguraci minimální, byla simulace omezena na aplikování spektrálních výkonových hustot „vysílačů“ (vektorový generátor R&S SMBV a modul vysílače vyvinutý společností Intriple) na vysílací stranu a „přijímačů“ (spektrální analyzátor R&S FSV a digitální přijímač Intriple) na přijímací stranu. Nejdříve byl vyšetřován vliv různých kombinací těchto fázových šumů na potlačení clutteru optimální metodou „m32“ vs. suboptimální metodou „m22“. Nejdříve byla zvolena nerealisticky nízká šumová teplota 50 K a následně byly výsledky porovnávány s realističtějším

scénářem šumové teploty 500 K. V simulaci byly vždy tři vysílače, pro které byl modelován fázový šum vždy podle stejné změřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu. Kombinace spektrálních hustot v jednotlivých scénářích byla následující:

1. Scénář – Bez fázového šumu přístrojů, scénář referenční
2. Scénář – Fázový šum přijímače SA, vysílač bez fázového šumu
3. Scénář – Fázový šum přijímače Int, vysílač bez fázového šumu
4. Scénář – Přijímač bez fázového šumu, fázový šum vysílače Gen
5. Scénář – Přijímač bez fázového šumu, fázový šum vysílače Int
6. Scénář – Fázový šum přijímače SA, fázový šum vysílače Gen
7. Scénář – Fázový šum přijímače Int, fázový šum vysílače Int
8. Scénář – Fázový šum přijímače SA, fázový šum vysílače Int
9. Scénář – Fázový šum přijímače Int, fázový šum vysílače Gen

Výsledky všech scénářů pro parametr potlačení clutteru jsou shrnuty v tab. 13 pro šumovou teplotu 50 K a v tab. 14 pro šumovou teplotu 500 K. Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF je zobrazeno na obr. 25 pro metodu „m32“ a šumovou teplotu 50 K, na obr. 26 pro šumovou teplotu 500 K, na obr. 27 pro metodu „m22“ a šumovou teplotu 50 K a na obr. 28 pro šumovou teplotu 500 K. Porovnání mezi metodami pro jednotlivé scénáře je provedeno na konci další kapitoly po vyšetření chování metod potlačující clutter i další zkreslení. Nicméně již zde je viditelná korelace mezi spektrálními výkonovými hustotami fázového šumu a potlačením clutteru – čím křivky hustot nabývají vyšších hodnot, tím je potlačení clutteru horší. Jedinou drobnou výjimkou je křivka spektrálního analyzátoru R&S FSV, která nebyla proměřena pro nižší frekvence a je pro tyto lineárně proložena k nule, což zkresluje výsledky. Dále je z výsledků viditelné, že potlačení clutteru v případě fázových šumu aplikovaných jak na vysílací, tak na přijímací stranu je převážně definováno horším z fázových šumů.



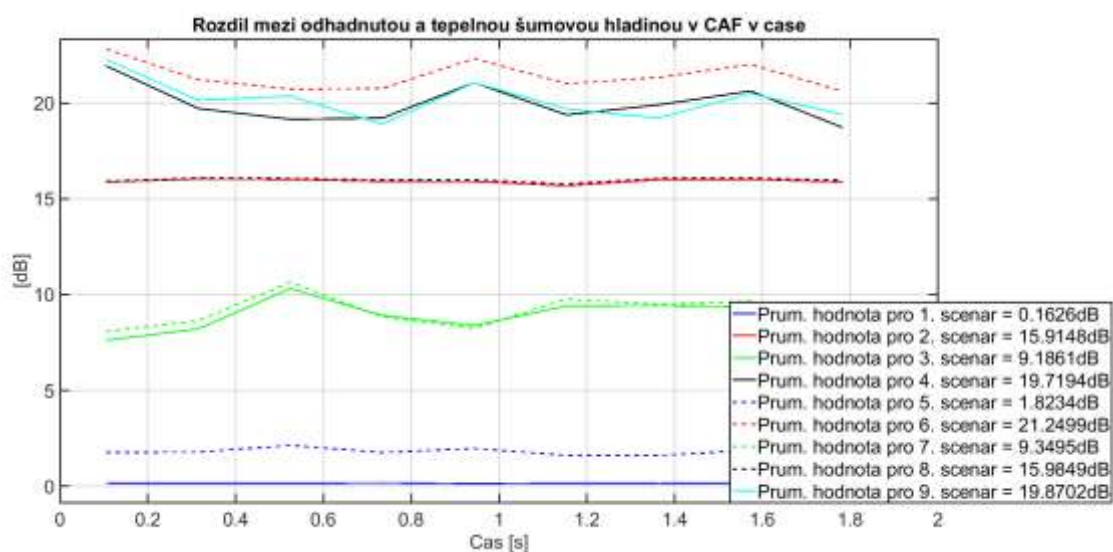
Obr. 24 Naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu jednotlivých přístrojů

Tab. 13 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K

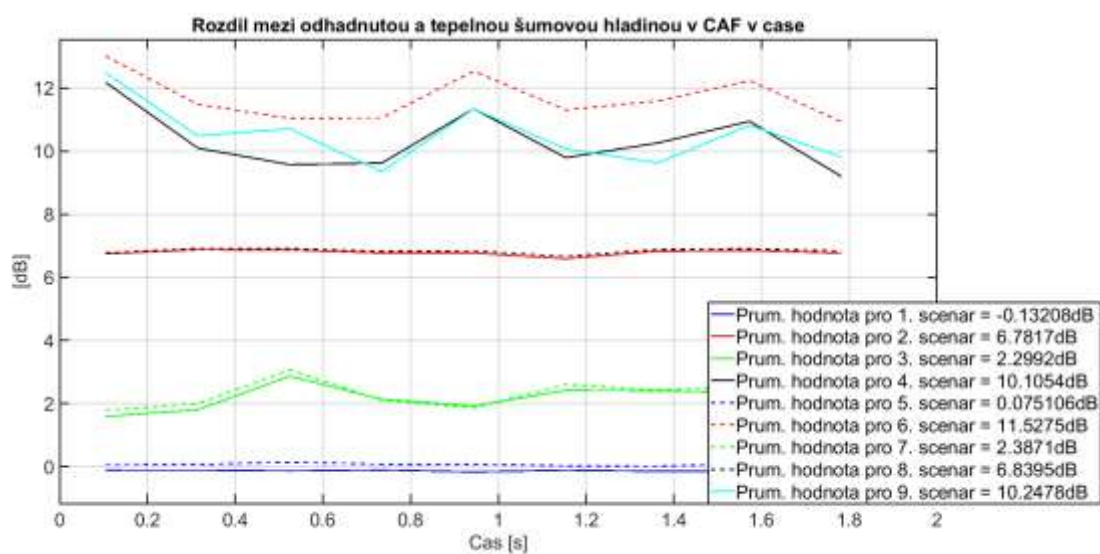
Potlačení clutteru [dB]	Metoda „m32“		Metoda „m22“	
	M	MR	M	MR
1. TX bez, RX bez	69.8	0.17	69.8	0.19
2. TX bez, RX SA	56.4	0.65	56.4	0.65
3. TX bez, RX Int	64.0	3.40	62.9	4.12
4. TX Gen, RX bez	52.7	3.76	49.7	3.64
5. TX Int, RX bez	68.8	0.57	68.5	0.64
6. TX Gen, RX SA	51.3	2.60	48.8	3.15
7. TX Int, RX Int	63.5	3.09	62.7	3.58
8. TX Int, RX SA	56.4	0.63	56.3	0.66
9. TX Gen, RX Int	52.9	3.69	49.9	3.55

Tab. 14 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K

Potlačení clutteru [dB]	Metoda „m32“		Metoda „m22“	
	M	MR	M	MR
1. TX bez, RX bez	60.0	0.05	60.0	0.04
2. TX bez, RX SA	54.9	0.48	54.9	0.47
3. TX bez, RX Int	58.9	1.06	58.5	1.63
4. TX Gen, RX bez	52.0	3.20	49.4	3.34
5. TX Int, RX bez	59.9	0.09	59.8	0.09
6. TX Gen, RX SA	50.8	2.33	48.6	2.93
7. TX Int, RX Int	58.7	1.03	58.4	1.44
8. TX Int, RX SA	54.9	0.48	54.9	0.48
9. TX Gen, RX Int	52.2	3.15	49.5	3.23



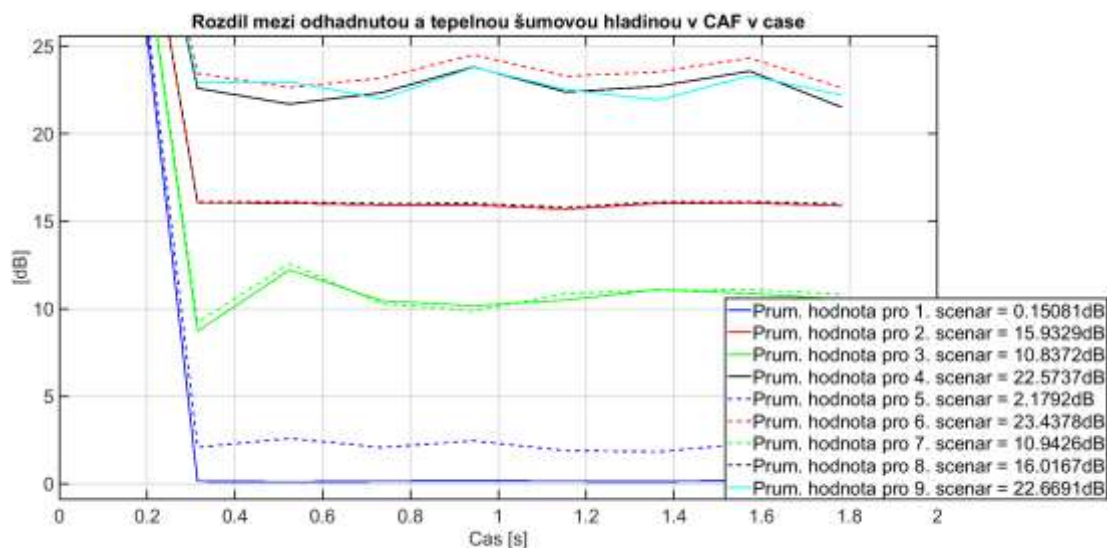
Obr. 25 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro optimální metodu „m32“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K



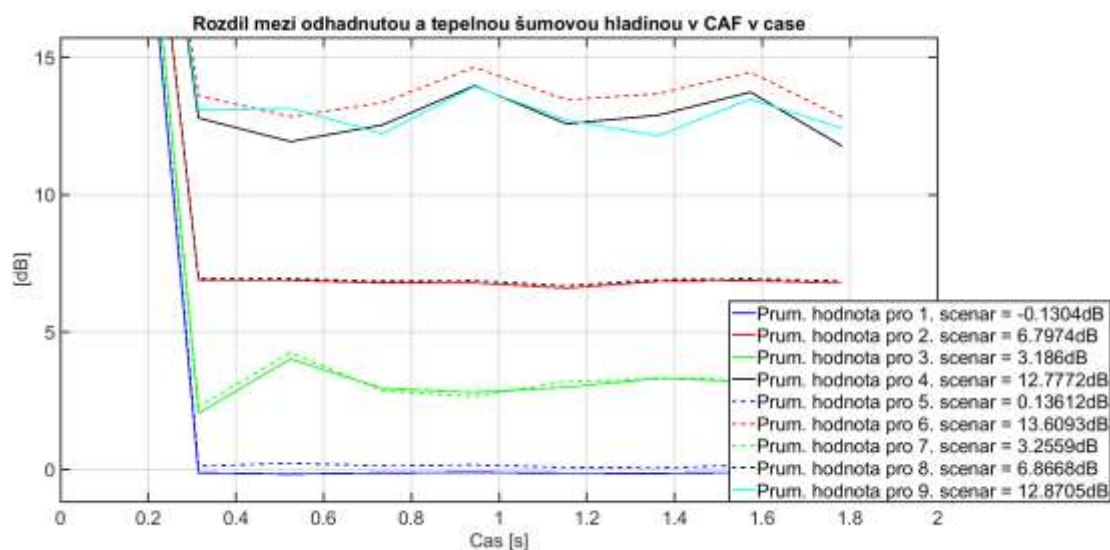
Obr. 26 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro optimální metodu „m32“ pro modelovanou šumovou teplotu



500 K



Obr. 27 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K



Obr. 28 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro suboptimální metodu „m22“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K

## 7.9 Účinnost potlačování statického clutteru a „prosaků“ přímé cesty způsobené fázovým šumem přidáním algoritmu navazujícím na potlačení statického clutteru

## vs. rozšířením báze a potlačováním všeho v jednom kroku

Dalším krokem bylo vyšetření chování metod potlačující clutter i další zkreslení na scénářích s různými spektrálními výkonovými hustotami fázového šumu vysílačů a přijímače. Naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu jednotlivých přístrojů jsou stejné jako v předchozí simulaci a jsou zobrazeny na obr. 24. Byla zkoumána metoda „m222“ využívající dvou-krokový algoritmus potlačující další zkreslení – „hřeben“ způsobený fázovým šumem navazující na metodu potlačující statický clutter a metoda „m223“ potlačující vše v jednom kroku. Hřeben byl potlačován pro  $L = 4$  zpoždění (zhruba do 240 m) a  $DD = 15$  (zhruba do 1200 Hz), clutter potlačován pouze pro nulový Dopplerův posuv ( $CC = 1$ ) a pro  $LL = 668$  zpoždění (do 40 km). Nejdříve byla zvolena nerealisticky nízká šumová teplota 50 K a následně byly výsledky porovnávány s realističtější scénářem šumové teploty 500 K. V simulaci byly vždy tři vysílače, pro které byl modelován fázový šum vždy podle stejné změřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu. Kombinace spektrálních hustot v jednotlivých scénářích byla stejná jako v předchozí simulaci a to následující:

1. Scénář – Bez fázového šumu přístrojů, scénář referenční
2. Scénář – Fázový šum přijímače SA, vysílač bez fázového šumu
3. Scénář – Fázový šum přijímače Int, vysílač bez fázového šumu
4. Scénář – Přijímač bez fázového šumu, fázový šum vysílače Gen
5. Scénář – Přijímač bez fázového šumu, fázový šum vysílače Int
6. Scénář – Fázový šum přijímače SA, fázový šum vysílače Gen
7. Scénář – Fázový šum přijímače Int, fázový šum vysílače Int
8. Scénář – Fázový šum přijímače SA, fázový šum vysílače Int
9. Scénář – Fázový šum přijímače Int, fázový šum vysílače Gen

Výsledky všech scénářů pro parametr potlačení clutteru jsou shrnuty v tab. 15 pro šumovou teplotu 50 K a v tab. 16 pro šumovou teplotu 500 K. Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF je zobrazeno na obr. 29 pro metodu „m222“ a šumovou teplotu 50 K, na obr. 30 pro šumovou teplotu 500 K, na obr. 31 pro metodu „m223“ a šumovou teplotu 50 K a na obr. 32 pro šumovou teplotu 500 K. Porovnání mezi metodami pro jednotlivé scénáře je provedeno na konci této kapitoly pro metody potlačující clutter a metody potlačující clutter i další zkreslení.

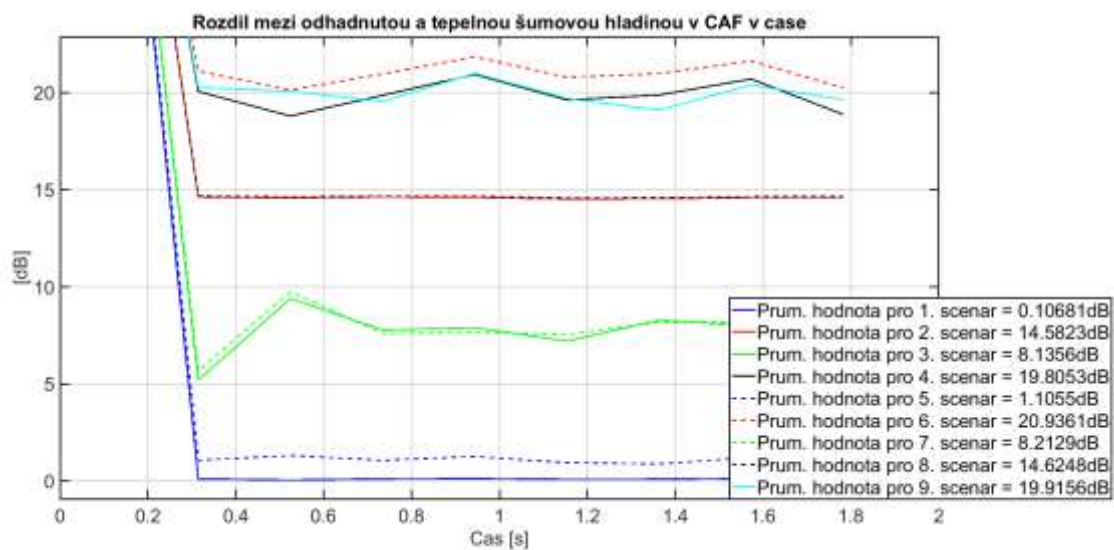
Tab. 15 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro metodu „m222“ a „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K

Potlačení clutteru [dB]	Metoda „m222“		Metoda „m223“	
	M	MR	M	MR
1. TX bez, RX bez	70.0	0.19	69.9	0.05

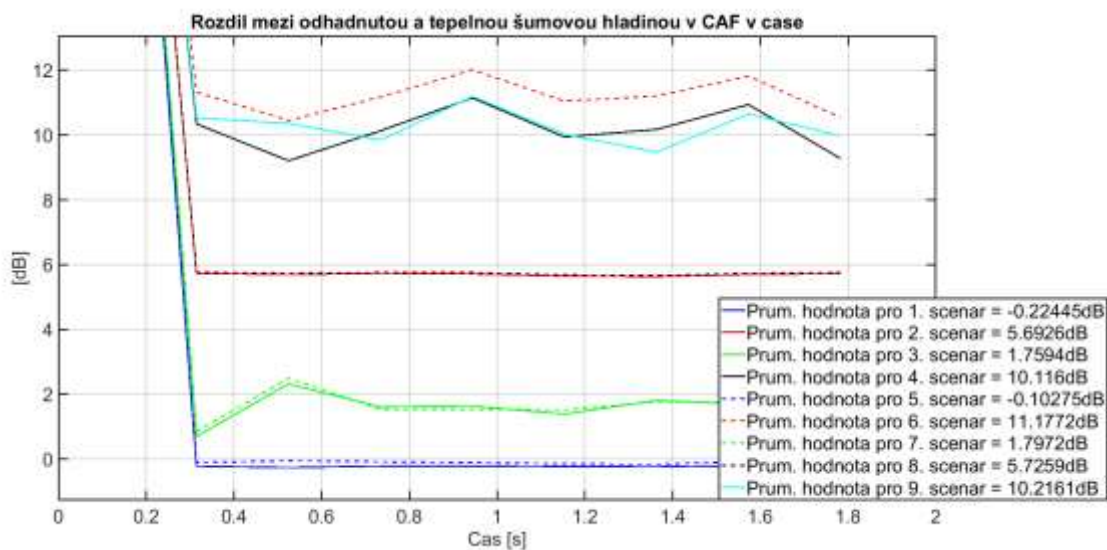
<b>2. TX bez, RX SA</b>	57.8	0.17	57.7	0.16
<b>3. TX bez, RX Int</b>	65.7	3.60	65.0	4.44
<b>4. TX Gen, RX bez</b>	52.9	3.87	51.1	3.96
<b>5. TX Int, RX bez</b>	69.3	0.42	69.2	0.41
<b>6. TX Gen, RX SA</b>	51.7	2.88	50.3	3.21
<b>7. TX Int, RX Int</b>	65.3	3.45	64.7	4.11
<b>8. TX Int, RX SA</b>	57.7	0.17	57.6	0.17
<b>9. TX Gen, RX Int</b>	53.1	3.68	51.4	3.60

Tab. 16 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na potlačení clutteru pro metodu „m222“ a „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K

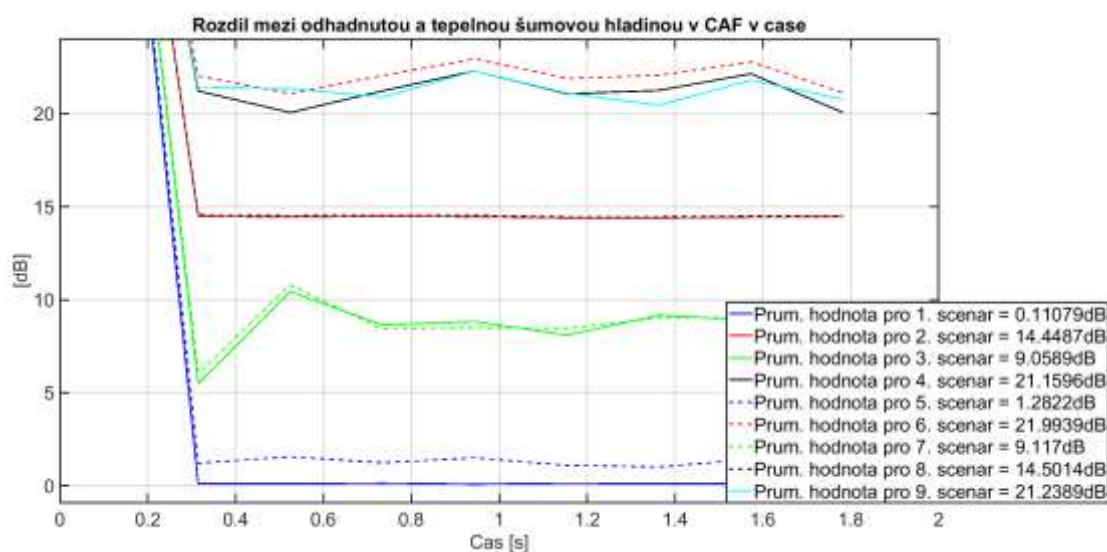
<b>Potlačení clutteru [dB]</b>	<b>Metoda „m222“</b>		<b>Metoda „m223“</b>	
	<b>M</b>	<b>MR</b>	<b>M</b>	<b>MR</b>
<b>1. TX bez, RX bez</b>	60.2	0.04	60.1	0.07
<b>2. TX bez, RX SA</b>	56.0	0.47	55.9	0.12
<b>3. TX bez, RX Int</b>	59.5	1.67	59.1	1.53
<b>4. TX Gen, RX bez</b>	52.2	3.40	49.9	3.52
<b>5. TX Int, RX bez</b>	60.1	0.10	60.0	0.09
<b>6. TX Gen, RX SA</b>	51.2	2.91	49.4	2.93
<b>7. TX Int, RX Int</b>	59.4	1.47	59.0	1.46
<b>8. TX Int, RX SA</b>	55.9	0.48	55.8	0.12
<b>9. TX Gen, RX Int</b>	52.4	3.30	50.2	3.38



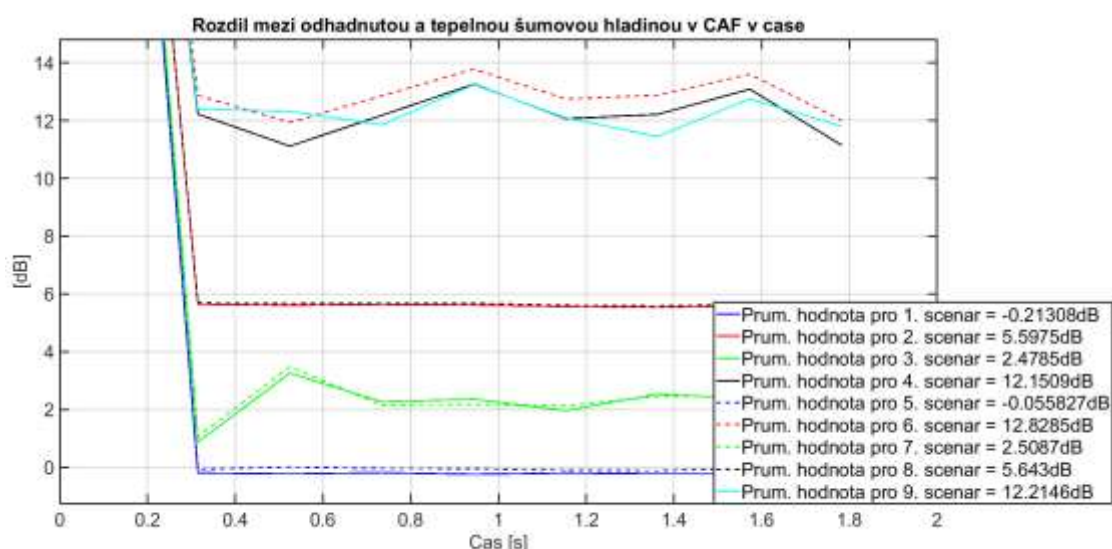
Obr. 29 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m222“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K



Obr. 30 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m222“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K



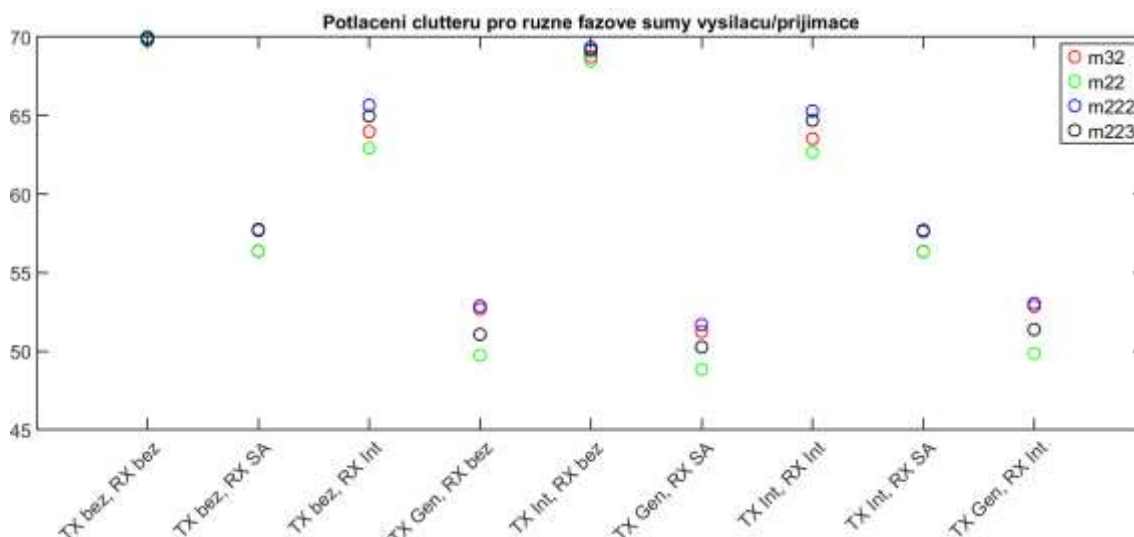
Obr. 31 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 50 K



Obr. 32 Porovnání vlivu fázového šumu přijímače a vysílače na zbylé zkreslení v CAF v čase pro první vysílač pro metodu „m223“ pro modelovanou šumovou teplotu 500 K

Na obr. 33 jsou shrnuty výsledky této a předcházející kapitoly ve smyslu potlačení clutteru a případně dalších zkreslení pomocí jednotlivých metod napříč scénáři s různým modelovaným fázovým šumem vysílačů a přijímače. Z obrázku je patrné, že největší vliv má fázový šum vektorového generátoru. Dále je vidět, že pro ideální případ bez fázového šumu mají všechny metody stejné potlačení clutteru. Očekávaným výsledkem bylo, že nejlepší vlastností bude dosahovat metoda „m223“ potlačující clutter i další zkreslení v jednom kroku, nicméně tato metoda má buď stejné nebo horší potlačení clutteru než metoda „m222“ používající algoritmus, který nejdříve potlačuje statický clutter a v druhém kroku potlačuje další zkreslení. Metoda „m222“ se ukazuje jako nejlepší. Předpoklad použití jedné báze by byl správný v případě zakomponování do metody

optimální „m32“ odstraňující clutter od všech vysílačů najednou, nicméně toto není v praxi zatím spočitatelná varianta a při zakomponování do metody suboptimální „m22“ pravděpodobně dochází ke kumulaci numerických chyb při využití zpětné vazby, které převáží přínos korektního použití jedné báze. Nicméně i metoda „m223“ se ukazuje ve všech případech jako účinnější oproti suboptimální metodě „m22“ potlačující pouze clutter a ve většině případech je účinnější nebo srovnatelně účinná jako metoda optimální „m32“, která se sice nevypořádává s dalším zkreslením, nicméně se lépe vypořádává s neortogonalitou mezi bázeovými vektory od různých vysílačů.



Obr. 33 Porovnání pro metody potlačující clutter – optimální „m32“ a suboptimální „m22“ a metody potlačující clutter i další zkreslení – dvou-krokový algoritmus „m222“ a jedno-krokový algoritmus „m223“ pro jednotlivé scénáře modelovaných fázových šumů vysílačů a přijímače

## 7.10 Nalezení optimálního nastavení metod potlačení clutteru

Po finalizaci simulací na odladění metod potlačení clutteru a vyšetření jejich základního chování při různém počtu vysílačů, vlivu kmitočtové odchylky a fázového šumu, je na místě se podívat na detailní nastavení metod, které jsou uvažovány pro nasazení do reálného provozu systému, a to suboptimální metody potlačení clutteru „m22“ a metody potlačující clutter i další zkreslení „m223“. Metoda „m223“ byla vybrána ve fázi, kdy jsme předpokládali, že je korektnější používat jednu bázi namísto dvou nezávislých kroků s dvěma bázemi, jak je použito v metodě „m22“. Předchozí simulace ukazují, že tento náš předpoklad nebyl zcela správný, nicméně nalezené optimální nastavení pro metody „m22“ a „m223“ je aplikovatelné i pro metodu „m22“. Metody byly přepsány v jazyce C++ v softwarovém oddělení ERA a.s. a byly zkompileovány mex soubory, aby bylo možno vyšetřit chování metod i při různém nastavení numerické přesnosti – double vs. single, která má velký vliv na výpočetní náročnost metod.

Vzhledem k očekávanému dosahu systému bylo zafixováno odstranění clutteru pro  $LL = 668$  zpoždění (do 40km) s tím, že se clutter odstraňuje i pro 20 záporných zpoždění – zhruba do jednoho kilometru, toto nastavení je vhodné kvůli tvaru funkce neurčitosti zájmového signálu, jejíž vrchol je v ose zpoždění rozprostřen zhruba přes tři buňky CAF a klesá pozvolně, tedy pro dokonalé modelování přímé cesty, která je hlavním příspěvkem clutteru, je nutné použít i několik vzorků referenčního signálu „z minulosti“ a odstraňovat clutter i pro záporná zpoždění. Toto ošetření přinese v účinnosti potlačení clutteru zhruba 1.5 dB a zajistí stabilnější chování metod.

Nastavení potlačování dalšího zkreslení závisí na vlastnostech tohoto zkreslení. Pro fázový šum pozorovaný při měřeních a na základě jeho oměření následně simulovaný se ukázalo jako vhodné potlačovat jím způsobené zkreslení pro  $LL = 4$  zpoždění (do vzdálenosti zhruba 240 m) a pro  $DD = 15$  Dopplerovy posuvy (do  $\pm 1200$  Hz).

Zbývají nám tedy parametry optimální hodnoty prahu ukončení procesu ortogonalizace a optimální délky rámce potlačení clutteru  $N[27]$ .

V simulacích je drobným nedopatřením posunut přijímač do souřadnic [8000,0,100] m, tedy je velmi blízko prvnímu vysílači na souřadnicích [10000,0,100] m a jsou tedy nastaveny přísnější podmínky než v předchozích simulacích. Fázový šum byl modelován podle naměřené spektrální výkonové hustoty fázového šumu vysílačů a přijímače „Intriple“.

### 7.10.1 Nalezení optimálního prahu ukončení ortogonalizace

Jako první je provedeno porovnání potlačení clutteru pro různé prahy ukončení ortogonalizace pro suboptimální metodu 22 potlačující pouze statický clutter vs. suboptimální metodu 223 potlačující statický clutter a projevy dalších zkreslení a numerickou přesnost double vs. single při zafixované hodnotě délky rámce pro odstranění clutteru  $2^{16}$  vzorků jako ve všech předchozích simulacích.

Z tab. 17 je zřejmé, že vliv tohoto parametru není ve zkoumaném rozsahu hodnot markantní, proto jsou výsledky prezentovány pouze touto tabulkou. Nicméně je viditelné, že optimální hodnota tohoto parametru se liší pro rozdílné numerické přesnosti. Pro numerickou přesnost „double“ se jeví jako optimum hodnota  $1e-7$  a pro numerickou přesnost „single“ potom hodnota  $1e-5$ . Nicméně je možné pro všechny varianty uvažovat hodnotu  $1e-5$ , vzhledem k tomu, že při volbě  $1e-7$  dochází ke zlepšení pouze o 0.1 dB za cenu lehce vyšší výpočetní náročnosti. Volba tohoto parametru nejvíce ovlivňuje kombinaci metody „m223“ a numerické přesnosti „single“.

Vzhledem k přísnějším podmínkám simulaci je vidět větší rozdíl mezi metodami „m22“ a „m223“, kdy metoda „m223“ odstraňující clutter i další zkreslení je při optimálním nastavení o 3 dB účinnější než metoda „m22“ odstraňující pouze clutter pro obě numerické přesnosti.

Tab. 17 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé prahy ukončení ortogonalizace a metodu

„m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“

Práh ortogonalizace	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
<b>1e-3</b>	61.0	3.5	62.8	3.3	61.1	3.3	62.8	3.2
<b>1e-4</b>	63.4	3.8	66.0	3.7	63.2	3.5	66.0	3.6
<b>1e-5</b>	63.9	4.0	66.9	4.0	63.2	3.5	66.8	3.8
<b>1e-6</b>	63.9	4.0	67.0	4.1	63.0	3.9	66.2	3.7
<b>1e-7</b>	64.0	4.0	67.0	4.1	62.6	4.2	64.7	4.3
<b>1e-8</b>	64.0	4.0	67.0	4.1	62.5	4.4	63.5	5.5
<b>1e-9</b>	64.0	4.0	67.0	4.1	62.5	4.4	63.3	6.1

## 7.10.2 Nalezení optimální délky rámce pro metody potlačení clutteru

Jako druhé je provedeno porovnání potlačení clutteru pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru pro suboptimální metodu 22 potlačující pouze statický clutter vs. suboptimální metodu 223 potlačující statický clutter a projevy dalších zkreslení a numerickou přesnost double vs. single při zafixované hodnotě prahu ukončení ortogonalizace na 1e-7 pro numerickou přesnost double a 1e-5 pro numerickou přesnost single, jak vyplývá z předchozí simulace.

Pro ilustraci je na obr. 34 zobrazen vývoj potlačení clutteru v čase pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru konkrétně pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“, nicméně pro další porovnání se omezíme na vizualizaci kritérií ve formě boxplotů. Jak je vidět ze všech obrázků a tab. 19 clutter je potlačován tím účinněji, čím je délka rámce kratší,  $N$  je menší. Nicméně je důležité si uvědomit souvislost uvedenou v tab. 18, kdy kratší rámec znamená odstraňování clutteru pro vyšší Dopplerovy posuvy/rychlosti a tedy potencionálně odstraňování také zájmových cílů s malou bistatickou rychlostí, což jsou například cíle přelétající přes spojnicí vysílač-přijímač. Jako vhodný kompromis se potvrzuje délka rámce  $2^{16}$  vzorků, kdy je clutter potlačován zhruba do bistatické rychlosti 16 m/s a zároveň zde ještě nedochází k markantnímu poklesu účinnosti algoritmu, který je pozorován pro delší rámce.

Vzhledem k přísnějším podmínkám simulaci je vidět větší rozdíl mezi metodami „m22“ a „m223“, kdy metoda „m223“ potlačující clutter i další zkreslení je při optimálním nastavení o 3 dB účinnější než metoda „m22“ potlačující pouze clutter pro obě numerické přesnosti. Pro kratší rámce jsou metody téměř srovnatelně účinné, pro delší rámce je metoda „m223“ výrazně účinnější a stabilnější než metoda „m22“. Pro nejdelší rámec 0.21 s dosahuje rozdíl v účinnosti 10 dB pro numerickou přesnost „double“ a dokonce 18 dB pro numerickou přesnost „single“.

Ze simulací pro nalezení optimálního nastavení metod potlačení clutteru vyplývá, že ideální kompromisní délka rámce potlačení clutteru je  $2^{16}$  vzorků (0.13 s) a hodnota prahu ukončení ortogonalizace je optimální 1e-7 pro numerickou přesnost „double“



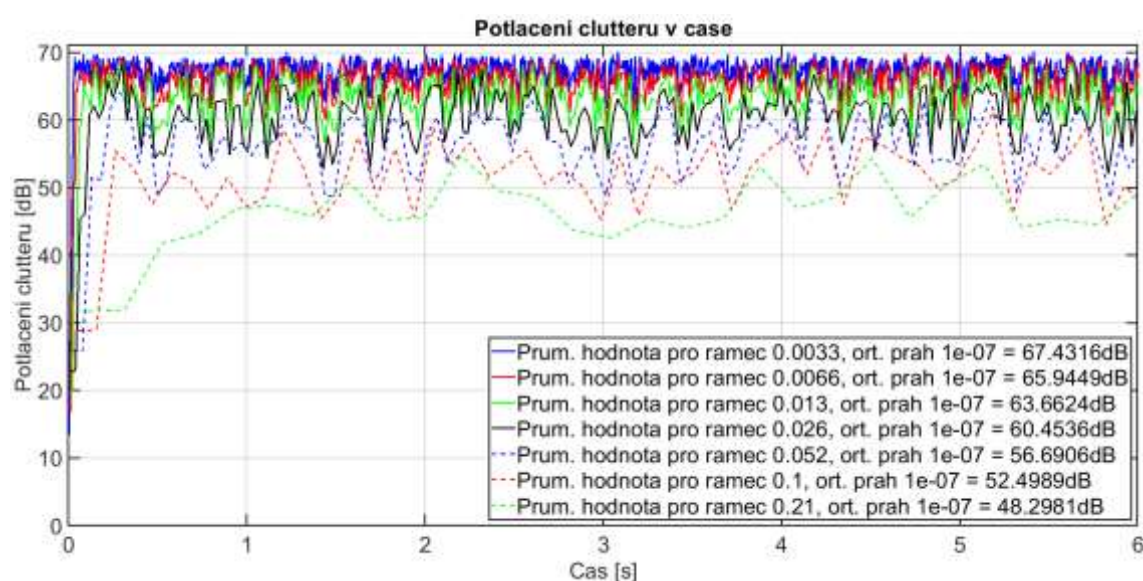
a  $1e-5$  pro numerickou přesnost „single“. Důležitým závěrem vzhledem k výpočetní náročnosti je, že pro potlačení clutteru a dalšího zkreslení pomocí metody „m223“ je plně dostatečná numerická přesnost „single“ a i pro metodu „m22“ potlačující clutter dochází pouze k malému poklesu výkonnosti (do 1 dB).

Tab. 18 Souvislost délky rámce pro potlačení clutteru a Dopplerova posuvu/bistatické rychlosti, do které je vše v CAF potlačováno

Délka rámce [počet vzorků]	$2^{14}$	$2^{15}$	$2^{16}$	$2^{17}$	$2^{18}$	$2^{19}$	$2^{20}$
[s]	0.0033	0.0066	0.013	0.026	0.052	0.105	0.21
Doppler [Hz]	303	152	77	38	19	10	5
Rychlost [m/s]	65	32	16	8	4	2	1

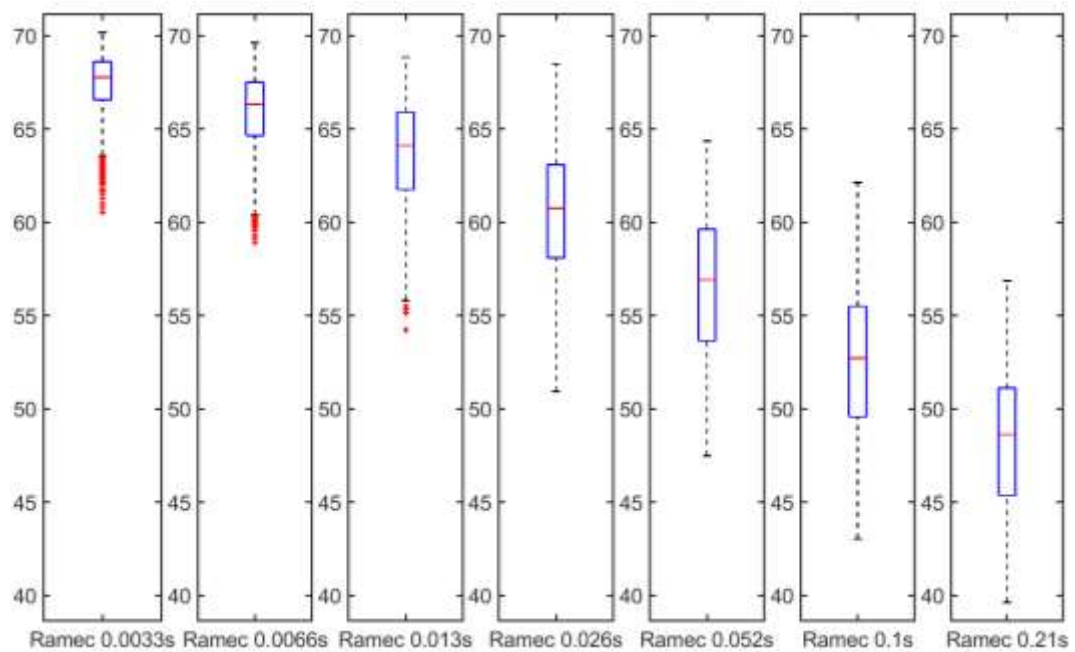
Tab. 19 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“

Délka rámce [s]	„m22“ „double“		„m223“ „double“		„m22“ „single“		„m223“ „single“	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
0.0033	67.8	2.0	68.7	2.8	66.8	2.3	68.2	2.7
0.0066	66.3	2.9	67.7	3.2	64.6	3.0	67.2	3.1
0.013	64.1	4.1	66.8	4.1	63.2	3.3	66.3	3.6
0.026	60.7	5.0	64.9	4.5	55.7	4.6	64.1	4.1
0.052	56.9	6.0	63.0	5.1	54.4	5.1	62.5	4.6
0.105	52.7	5.9	60.6	5.1	36.4	10.1	56.1	3.4
0.21	48.6	5.8	58.8	3.6	38.2	8.6	56.2	3.2

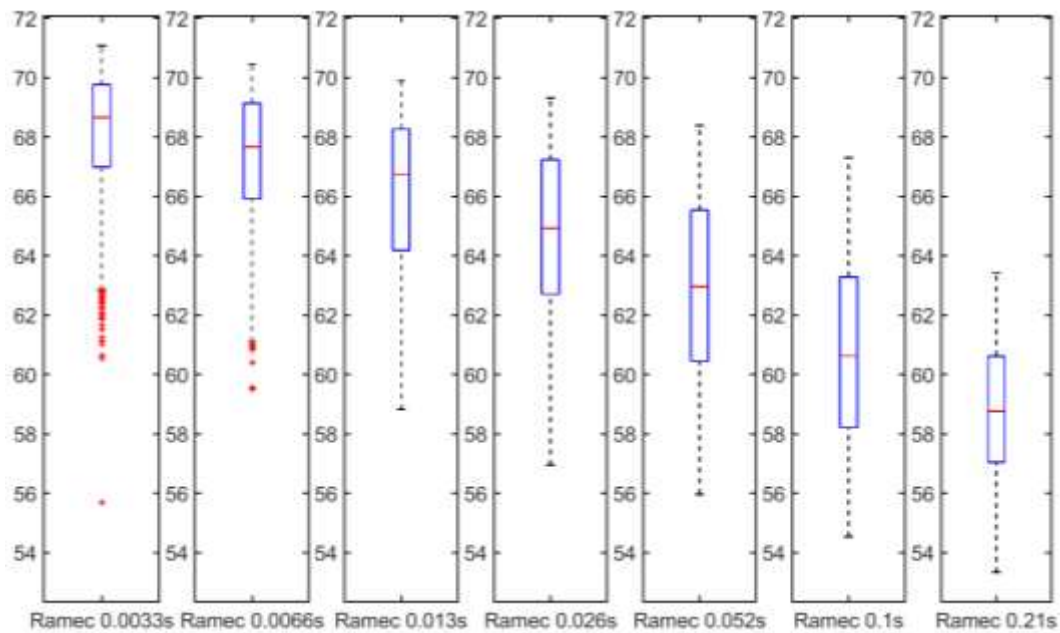


Obr. 34 Porovnání potlačení clutteru v čase pro různé délky rámce pro metodu „m22“

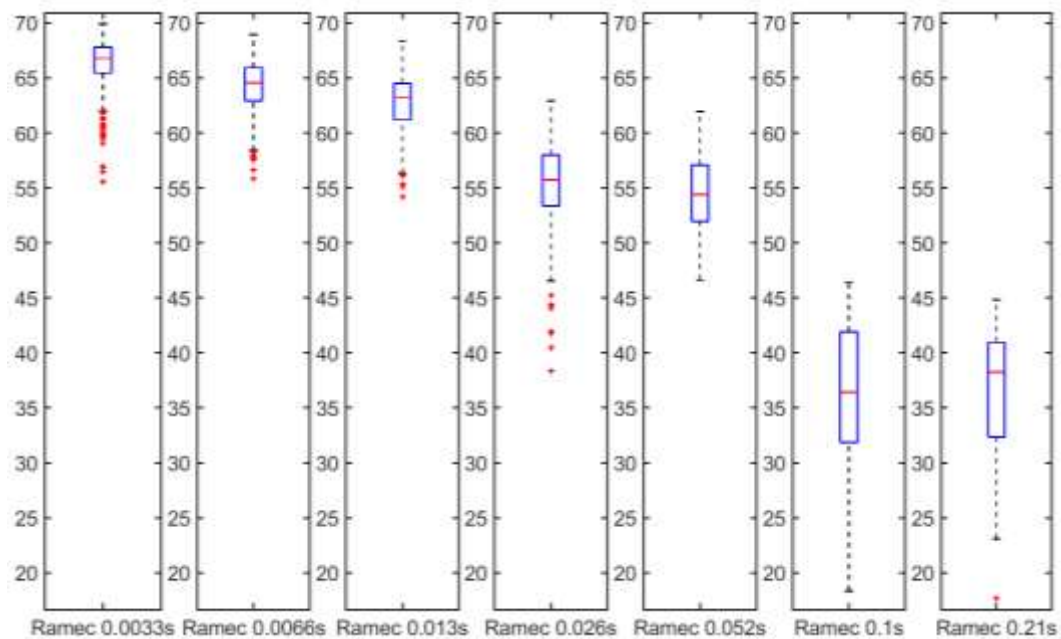
a numerickou přesnost „double“



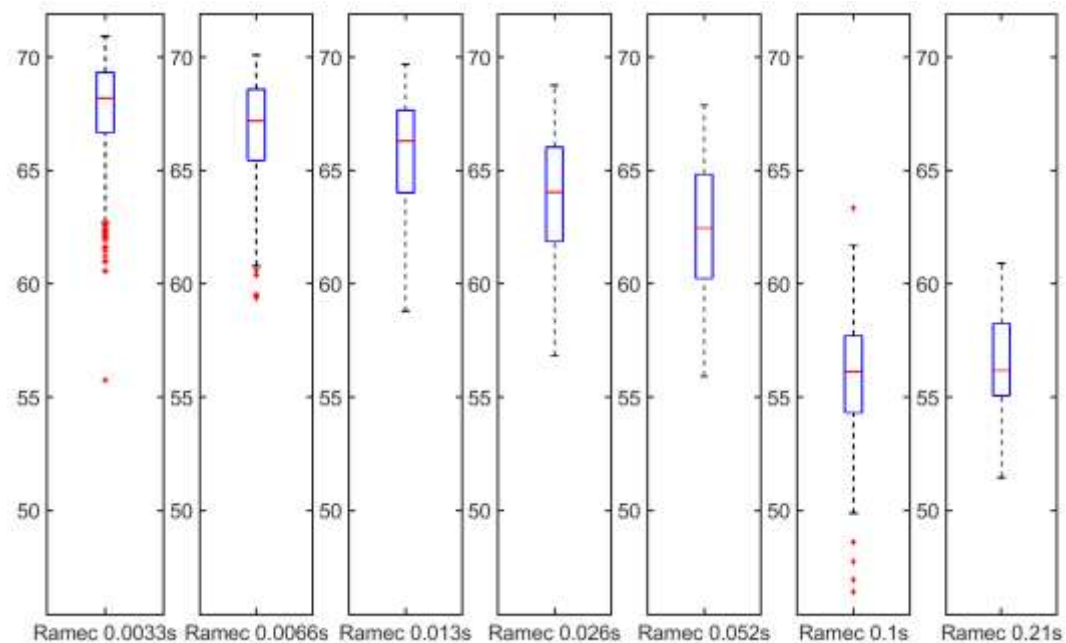
Obr. 35 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“



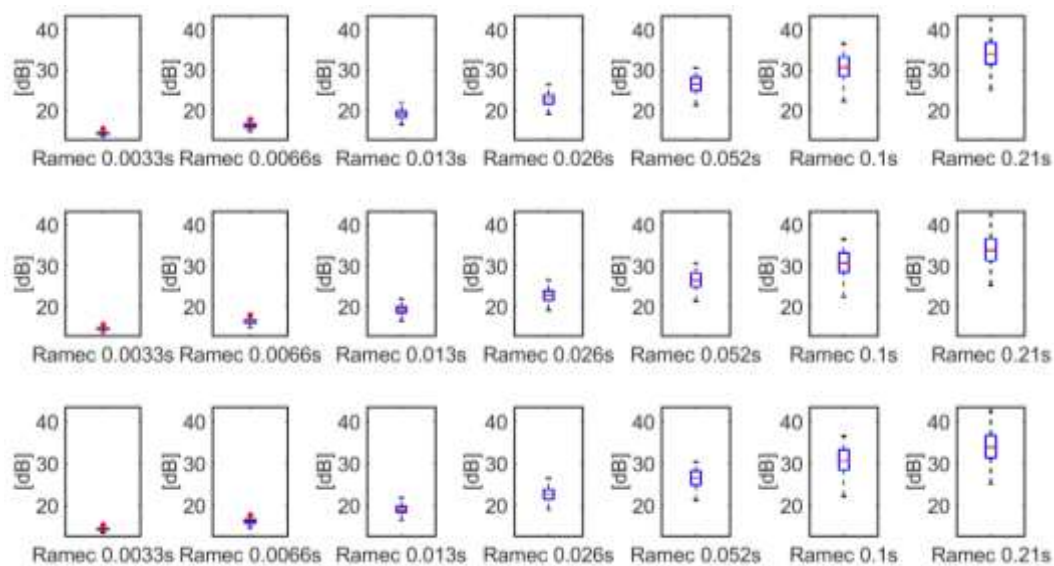
Obr. 36 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“



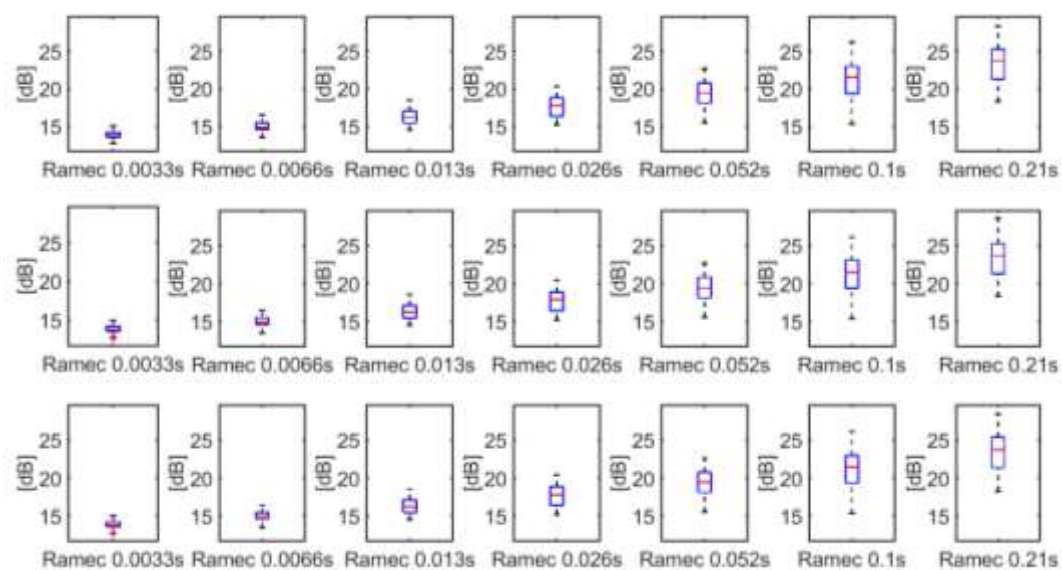
Obr. 37 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“



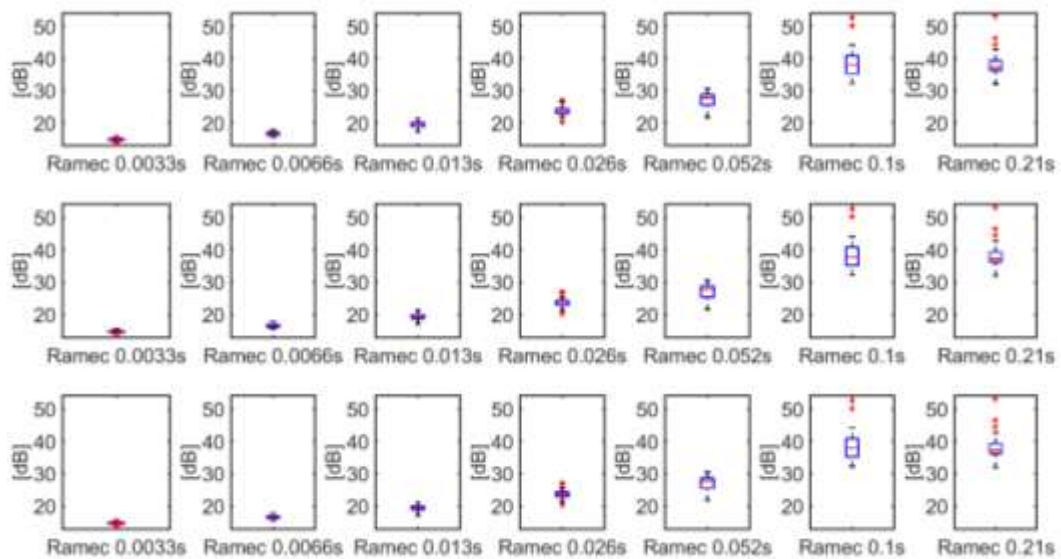
Obr. 38 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“



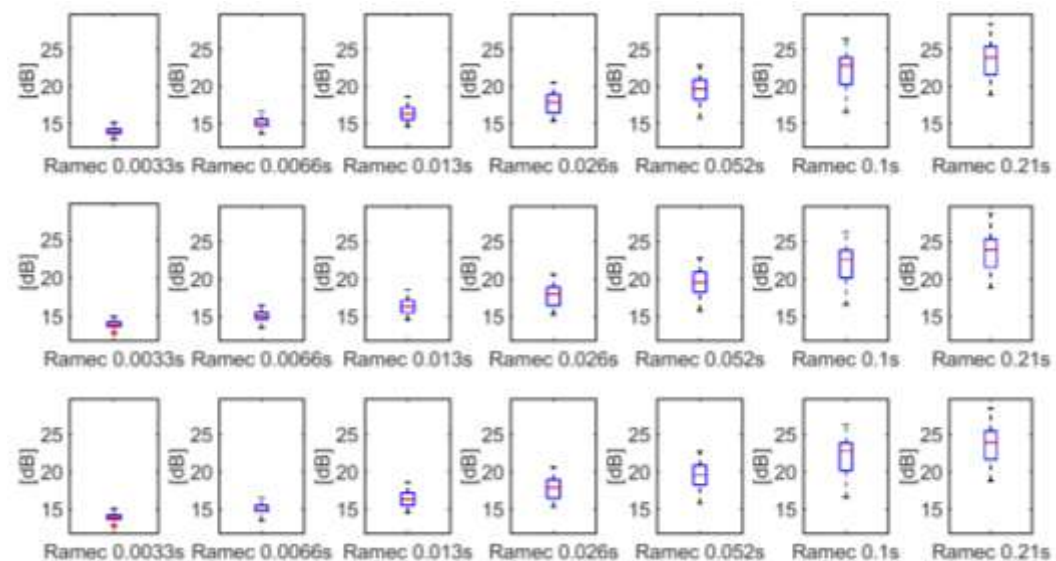
Obr. 39 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“



Obr. 40 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“



Obr. 41 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“



Obr. 42 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“

## 7.11 Vliv korelovanosti signálů na účinnost potlačení clutteru pro optimální a suboptimální metodu kódového multiplexu

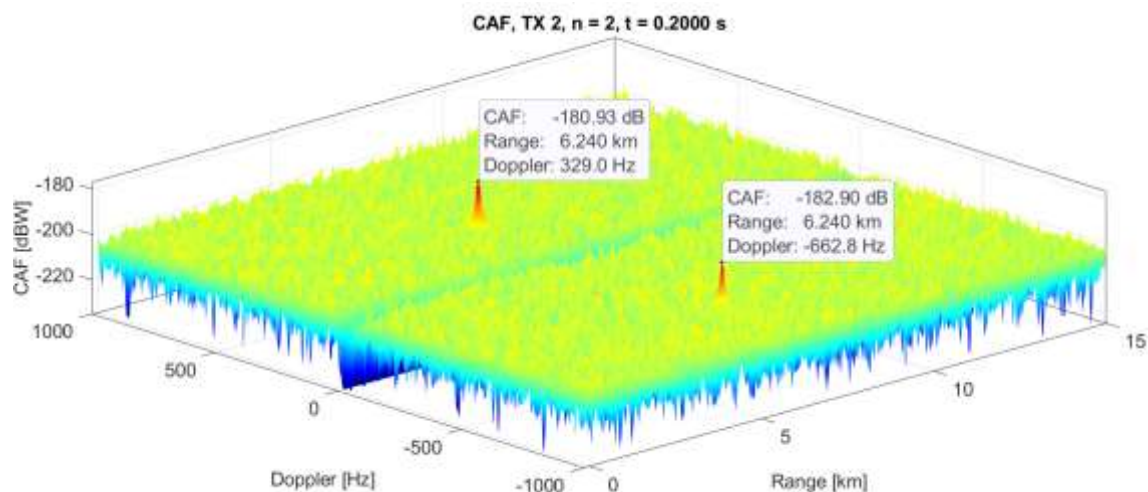
Předchozí simulace byly prováděny pro dedikované, speciálně vybírané vysílané signály pro MSPSR (MultiStatic Primary Surveillance Radar, multistatický primární přehledový radar) L-band systém společnosti ERA a.s., je proto na místě zjistit obecný

vliv korelovanosti signálů na vlastnosti potlačení clutteru a detekce cílů. Pro tuto simulaci tedy byly připraveny náhodné reálné šumové signály se zadaným korelačním koeficientem mezi jednotlivými vysílači. Scénář simulace jinak zůstal totožný jako v předchozích simulacích. V tab. 20 jsou shrnuty hodnoty potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“ a korelační koeficienty mezi vysílanými signály od  $1e-3$  do 0.98. Z tabulky je vidět, že korelovanost signálů nemá žádný vliv na snížení hodnoty potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“, naopak potlačení lehce narůstá. Toto je způsobeno přístupem metody, která potlačuje clutter od všech vysílačů najednou a uvažuje tedy i subprostor definovaný korelacemi mezi signály. Jiná situace nastává pro suboptimální metodu „m22“, kdy už od korelačního koeficientu 0.2 dochází ke kolísání účinnosti a od hodnoty 0.3 dochází k prudkému poklesu účinnosti. Nicméně i pro optimální metodu „m32“ je limitní hodnota korelace mezi signály 0.1, protože i když nedochází k poklesu účinnosti potlačení clutteru, v CAF jednotlivých vysílačů již jsou viditelné falešné cíle vznikající odrazy od cílů pro ostatní vysílače. Toto je ilustrováno na obr. 43 až obr. 45.

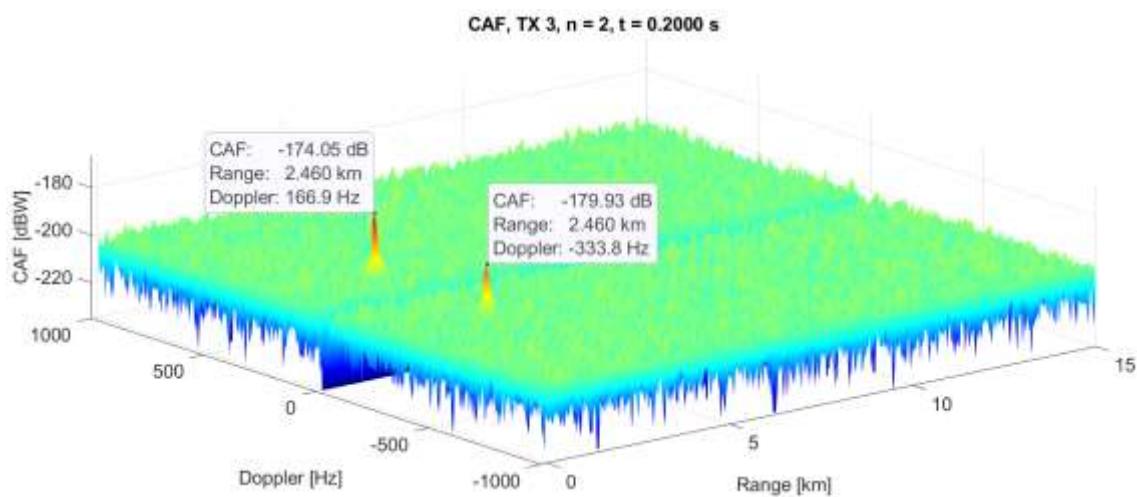
Tab. 20 Porovnání vlivu korelovanosti signálů na potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“ a suboptimální metodu „m22“

Potlačení clutteru [dB]	Metoda „m32“		Metoda „m22“	
	M	MR	M	MR
<b>Corr = 0.001</b>	61.1	0.05	61.1	0.05
<b>Corr = 0.01</b>	61.2	0.05	61.2	0.04
<b>Corr = 0.1</b>	61.9	0.05	61.9	0.08
<b>Corr = 0.2</b>	62.6	0.05	62.5	5.70
<b>Corr = 0.3</b>	63.2	0.05	46.7	31.50
<b>Corr = 0.4</b>	63.8	0.03	15.5	12.30
<b>Corr = 0.5</b>	64.4	0.05	-7.7	6.10
<b>Corr = 0.6</b>	64.9	0.04	-26.3	20.90
<b>Corr = 0.7</b>	65.3	0.05	-41.2	32.90
<b>Corr = 0.8</b>	65.7	0.03	-53.7	43.00
<b>Corr = 0.9</b>	65.9	0.07	-64.6	51.70
<b>Corr = 0.98</b>	65.9	0.05	-74.1	59.30

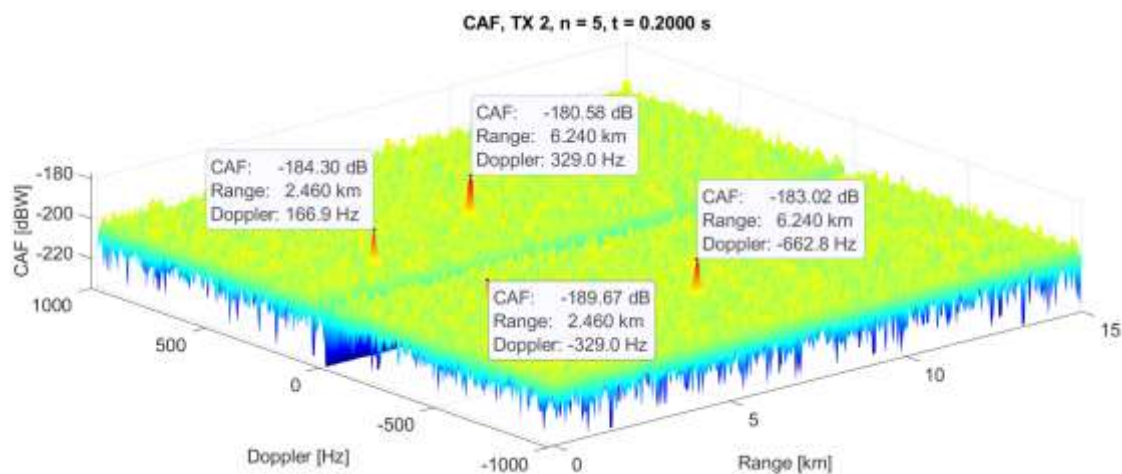




Obr. 43 CAF pro druhý vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.01, viditelné simulované cíle



Obr. 44 CAF pro třetí vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.01, viditelné simulované cíle



Obr. 45 CAF pro druhý vysílač, metodu „m32“ a mezi-signálovou korelaci rovnu 0.3, viditelné

simulované cíle a falešné odrazy cílů od třetího vysílače

## 8 VÝSLEDKY NAD NAMĚŘENÝMI DATY

Po dokončení teoretického výzkumu a simulací byly navržené metody testovány na reálných signálech. Nejdříve byla za pomoci R&S přístrojů zkomponována první zkušební bistatická měřená konfigurace. Na základě prvních výsledků byl zadán vývoj modulu vysílače a digitálního přijímače do firmy Intriple s důrazem na co nejlepší vlastnosti s ohledem na frekvenční stabilitu a fázový šum modulů. Tyto části se staly základem funkčního vzorku systému v multistatické konfiguraci.

Systém MSPSR v první zkušební měřené konfiguraci sestávající se z jedné vysílací a jedné přijímací stanice disponuje následujícími parametry:

### 1. Geometrie systému

- TX1 Výrobní areál ERA a.s.: 50°1'32.88"S, 15°48'9.92"E, 230 m n. m.
- RX1 Bývalá administrativní budova ERA a.s.: 50°1'13.37"S, 15°48'28.82"E, 235 m n. m.
- Vzdálenost TX1-RX1 710 m
- Antény přijímací a vysílací stanice odkloněny o 45° od sebe



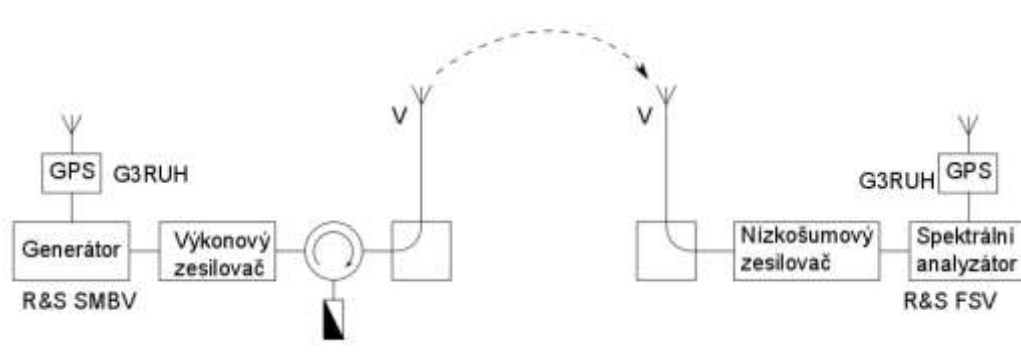
Obr. 46 Geometrie systému MSPSR v první měřené konfiguraci

### 2. Vysílací stanice

- Generátor R&S SMBV a výkonový zesilovač
- Výkon na svorkách antény



- TX1: 500 W
  - Vertikálně polarizované sektorové antény se ziskem v maximu hlavního laloku 6 dBi
3. Příjemací stanice
- Nízkošumový zesilovač a spektrální analyzátor R&S FSV
  - Vertikálně polarizované sektorové antény se ziskem v maximu hlavního laloku 6 dBi,
  - Šumová teplota
    - RX1: 1353 K,
4. Synchronizace
- Řešena korelací referenčního a přijatého signálu



Obr. 47 Schéma zapojení měřicí aparatury s generátorem R&S SMBV a spektrálním analyzátozem R&S FSV



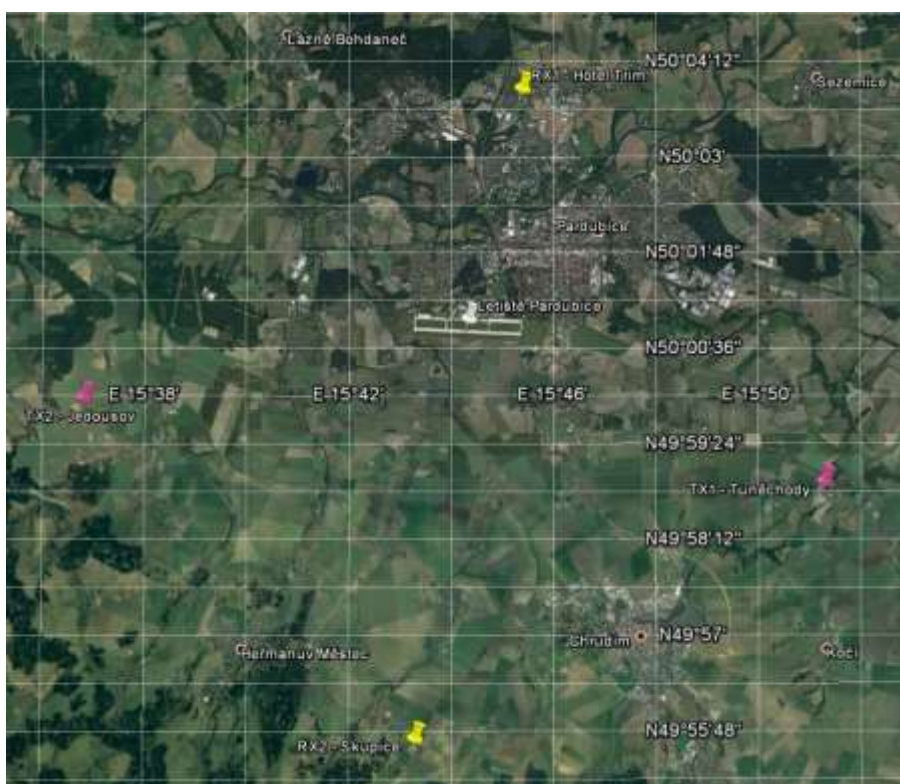
Obr. 48 Příjemací anténa na střeše bývalé administrativní budovy ERA a.s., vysílací anténa na

plošině umístěné ve výrobním areálu ERA a.s. a GNSS anténa vysílače na střeše automobilu

Systém MSPSR v druhé měřené konfiguraci s funkčním vzorkem MSPSR sestávající se z dvou vysílačů a dvou přijímacích stanic s vysílačem a digitálním přijímačem Intriple disponuje následujícími parametry:

#### 1. Geometrie systému

- TX1 Tuněchody: 49°58'45.59"S, 15°51'13.22"V, VýškaWGS84 297.6 m
- TX2 Jedousov: 49°59'48.98"S, 15°36'44.18"V, VýškaWGS84 319.1 m
- RX1 Hotel Trim: 50°3'42.22"S, 15°45'19.46"V, VýškaWGS84 281.4 m
- RX2 Skupice: 49°55'32.98"S, 15°43'12.91"V, VýškaWGS84 359.5 m



Obr. 49 Geometrie systému MSPSR v druhé měřené konfiguraci

- Vzdálenost TX1-RX1 11.56 km
- Vzdálenost TX1-RX2 11.27 km
- Vzdálenost TX2-RX1 12.53 km
- Vzdálenost TX2-RX2 11.07 km
- Antény přijímacích a vysílacích stanic směřovány do středu systému

#### 2. Vysílací stanice

- Tvořena modulem vysílače Intriple a výkonovým zesilovačem
- Výkon na svorkách antény

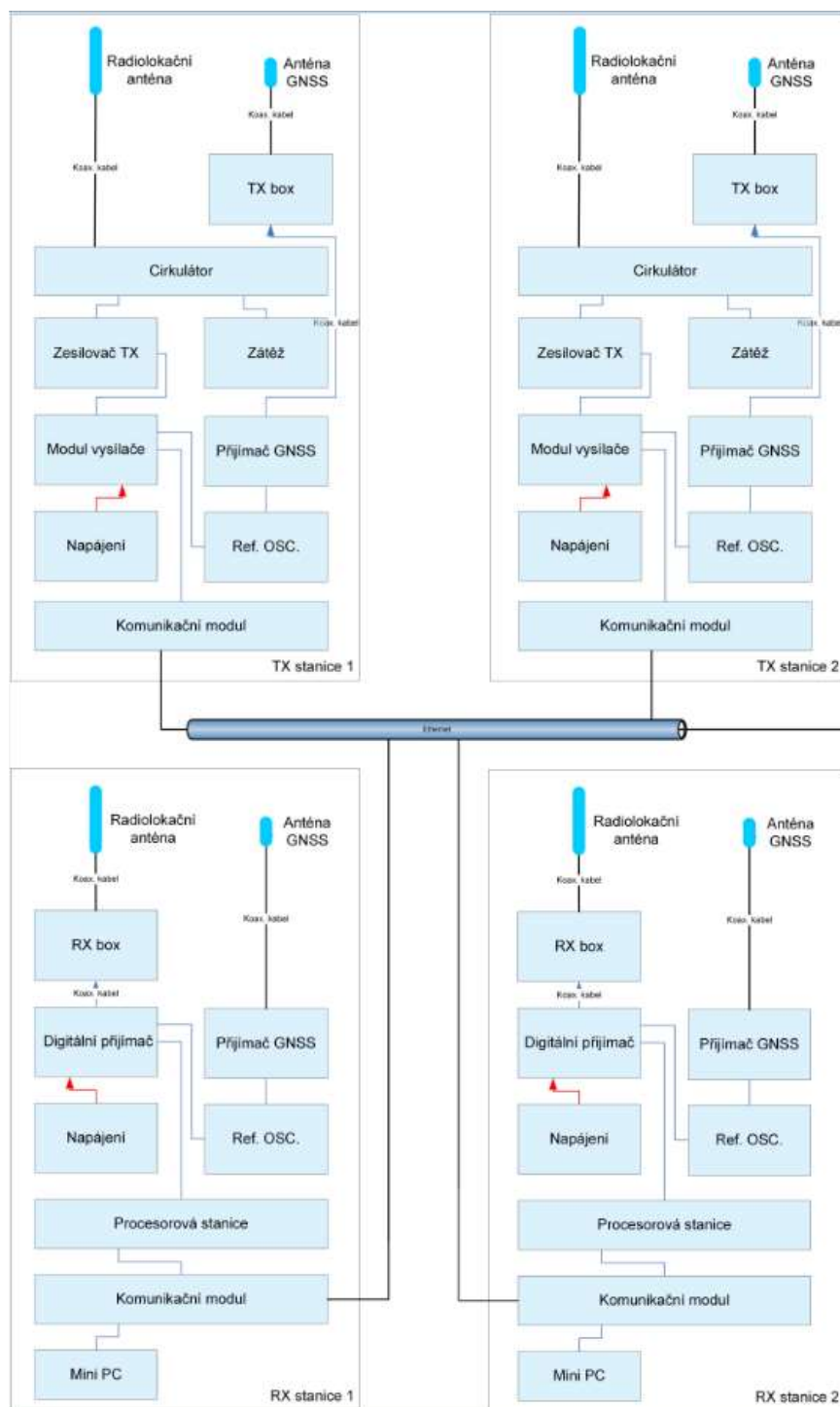
- TX1: 485 W
- TX2: 437 W
- Vertikálně polarizované sektorové antény se ziskem v maximu hlavního laloku 6dBi,

### 3. Příjímací stanice

- Tvořena digitálním přijímačem Intriple
- Vertikálně polarizované sektorové antény se ziskem v maximu hlavního laloku 6dBi
- Šumová teplota
  - RX1: 552 K
  - RX2: 375 K,
- Dynamický rozsah přijímačů 150 dB/Hz

### 4. Synchronizace

- Řešena referenčním oscilátorem zavěšeným na GNSS



Obr. 50 Schéma zapojení měřící aparatury funkčního vzorku MSPSR



Obr. 51 Vysílací anténa společně s GNSS anténou na komíně v Jedousově a přijímací anténa společně s GNSS anténou na střeše hotelu Trim

## 8.1 Porovnání optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací

V prvním kroku byly nasazeny a testovány metody potlačující pouze statický clutter, a to metoda optimální s ortogonalizací „m32“ proti metodám suboptimálním s ortogonalizací „m22“ a „m33“. Pro porovnání metod byly zvoleny tři reprezentativní vzorky reálných dat. První vzorek byl pořízen pomocí první zkušební měřené konfigurace s bistatickým zapojením přístrojů R&A – „RX1 SA, 1TX“. Další dva vzorky byly naměřeny na druhé měřené konfiguraci s funkčním vzorkem MSPSR v multistatickém zapojení. První vzorek byl pořízen po instalaci systému v roce 2017 – „RX1/RX2 Int, 2TX, 2017“ a druhý po stabilizaci systému drobnými úpravami HW, kde nejvýznamnější byla změna referenčních oscilátorů - „RX1/RX2 Int, 2TX, 2018“.

Z následujících tabulek je zcela zřejmé, že všechny metody potlačující statický clutter dosahují na naměřených datech stejné účinnosti i stability. Z tab. 22 je vidět, že u první zkušební měřené konfigurace po odstranění clutteru stále zůstává téměř 11 dB šumu a dalšího zkreslení nad úrovní změřeného tepelného šumu okolí a aparatury. V tomto případě se jednalo hlavně o fázový šum přístrojů. V druhé měřené konfiguraci je situace výrazně lepší a maximální hodnota zbylého zkreslení nad úrovní tepelného šumu je zhruba 4-5 dB pro bistatické páry s druhým přijímačem. Pro první přijímač v roce 2018 již bylo zbylé zkreslení jen zhruba 1 dB nad tepelným šumem, paradoxně pro druhý přijímač v tomto roce došlo k lehkému zhoršení. Vysvětlení může ležet, jak v rozdílnosti přijímačů, které byly vyráběny postupně a s drobnými odlišnostmi, tak pravděpodobněji ve faktu, že přímé cesty k prvnímu přijímači byly více zastíněny a byl zde přijímán menší

výkon přímých cest a clutteru, tedy i výkon projevů fázového šumu byl výrazně nižší.

Tab. 21 Porovnání účinnosti optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací na potlačení clutteru pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci

Potlačení clutteru [dB]	„m32“		„m22“		„m33“	
	M	MR	M	MR	M	MR
1. RX1 SA, 1TX	50.9	1.81	50.9	1.81	50.9	1.81
2. RX1 Int, 2TX, 2017	18.9	0.76	18.9	0.76	18.9	0.77
RX2 Int, 2TX	32.5	0.57	32.4	0.66	32.6	0.62
3. RX1 Int, 2TX, 2018	17.9	0.47	17.9	0.47	17.9	0.47
RX2 Int, 2TX	33.2	0.46	33.1	0.46	33.2	0.46

Tab. 22 Porovnání účinnosti optimálních a suboptimálních metod s ortogonalizací na zbylé zkreslení v CAF pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	„m32“		„m22“		„m33“	
	M	MR	M	MR	M	MR
1. TX1 Gen, RX1 SA	10.6	1.12	10.6	1.12	10.6	1.12
2. TX1 Int, RX1 Int, 2017	2.9	0.31	2.9	0.35	2.9	0.33
TX2 Int, RX1 Int	2.9	0.32	2.9	0.36	2.9	0.34
TX1 Int, RX2 Int	4.1	2.16	4.3	2.31	4.1	2.27
TX2 Int, RX2 Int	4.2	2.14	4.3	2.42	4.1	2.28
3. TX1 Int, RX1 Int, 2018	1.1	0.09	1.2	0.09	1.1	0.09
TX2 Int, RX1 Int	1.2	0.12	1.2	0.12	1.2	0.12
TX1 Int, RX2 Int	4.8	0.11	4.9	0.10	4.8	0.11
TX2 Int, RX2 Int	4.7	0.12	4.9	0.10	4.8	0.11

## 8.2 Účinnost potlačování statického clutteru a „prosaků“ přímé cesty způsobené fázovým šumem přidáním algoritmu navazujícím na potlačení statického clutteru vs. rozšířením báze a potlačováním všeho v jednom

## kroku

Dalším krokem bylo otestování metod potlačujících statický clutter a další zkreslení na třech reprezentativních vzorcích dat popsaných v předešlé sekci. Byla testována metoda „m222“ potlačující v prvním kroku statický clutter a v kroku následujícím projev fázového šumu a metoda „m223“ potlačující vše najednou použitím rozšířené báze.

Z výsledků shrnutých v následujících tabulkách je patrné, že se zde nepotvrzuje závěr ze simulace 7.9, že metoda „m222“ má vyšší účinnost než metoda „m223“. V případě reálných dat zřejmě převažuje vliv zkreslení nad kumulováním numerických chyb kvůli suboptimálnímu algoritmu metody „m223“ a metoda tedy dosahuje stejné účinnosti jako metoda „m222“. Porovnání účinnosti metod potlačujících i další zkreslení s účinností metod potlačujících pouze statický clutter je přehledně graficky vyobrazeno na obr. 52. Je zřejmé, že výraznější přínos mají metody potlačující i další zkreslení pouze v případě první měřené zkušební konfigurace, kde dosahují o téměř 2.5 dB vyšší účinnosti ve smyslu zbylého zkreslení nad změřeným tepelným šumem. Je pozorovatelný slabý přínos i v případě druhé měřené konfigurace, a to u bistatických párů s druhým přijímačem zejména pro měření z roku 2017. Toto pozorování souhlasí se závěry ze simulace 7.9, kde byl pozorován větší přínos metod potlačujících i další zkreslení pro scénáře se simulovaným průběhem fázového šumu přístrojů R&A. Menší prokázaný přínos těchto metod pro reálné měření v druhé konfiguraci s Intriple moduly je nicméně zejména způsoben rozmístěním systému, kdy přijímací a vysílací antény nesměřují na sebe a je tedy dosaženo přirozeného potlačení clutteru s přímou cestou pomocí přijímání přímé cesty postranním lalokem přijímacích antén a tedy i potlačení projevů fázového šumu. Následující kapitola 9 se proto pokouší srovnat výsledky simulací s výsledky nad naměřenými daty pro nalezení míry shody modelu a reality a možné další využití modelování pro predikci chování systému v různých budoucích instalacích. Případně navrhnout budoucí možná vylepšení modelu.

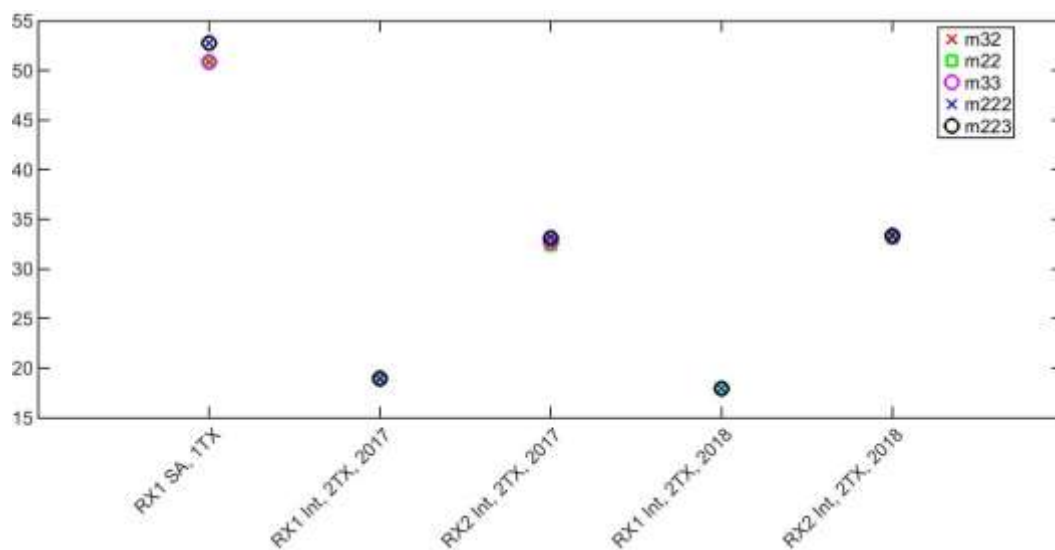
Tab. 23 Porovnání účinnosti metody „m222“ vs. „m223“ na potlačení clutteru a hřebene pro první bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci

Potlačení clutteru a hřebene [dB]	„m222“		„m223“	
	M	MR	M	MR
1. RX1 SA, 1TX	52.7	0.33	52.8	0.33
2. RX1 Int, 2TX, 2017	19.0	0.76	19.0	0.77
RX2 Int, 2TX	33.2	0.54	33.1	0.56
3. RX1 Int, 2TX, 2018	18.0	0.49	18.0	0.49
RX2 Int, 2TX	33.4	0.47	33.3	0.46

Tab. 24 Porovnání účinnosti metody „m222“ vs. „m223“ na zbylé zkreslení v CAF pro první

bistatickou a druhou multistatickou měřenou konfiguraci

Zbylé zkreslení v CAF [dB]	„m222“		„m223“	
	M	MR	M	MR
<b>1. TX1 Gen, RX1 SA</b>	8.0	1.08	7.9	1.07
<b>2. TX1 Int, RX1 Int, 2017</b>	2.8	0.31	2.8	0.34
TX2 Int, RX1 Int	2.8	0.34	2.8	0.36
TX1 Int, RX2 Int	3.8	2.07	3.9	2.18
TX2 Int, RX2 Int	3.8	2.17	3.9	2.29
<b>3. TX1 Int, RX1 Int, 2018</b>	1.4	0.12	1.2	0.13
TX2 Int, RX1 Int	1.2	0.15	1.2	0.15
TX1 Int, RX2 Int	4.5	0.11	4.6	0.12
TX2 Int, RX2 Int	4.5	0.12	4.6	0.11



Obr. 52 Porovnání pro metody potlačující clutter – optimální „m32“ a suboptimální „m22“, „m33“ a metody potlačující clutter i další zkreslení – dvou-krokový algoritmus „m222“ a jedno-krokový algoritmus „m223“ pro jednotlivé měřené konfigurace

### 8.3 Nalezení optimálního nastavení metod potlačení clutteru

Ověření nalezených optimálních parametrů metod odstranění clutteru bylo provedeno na signálu z první bistatické měřené konfigurace s přístroji R&S. Parametry signálového zpracování byly voleny stejně jako v případě simulací. Tedy pro zkoumání optimálního prahu ukončení ortogonalizace byla délka rámce potlačení clutteru



zafixována na hodnotě  $2^{16}$  vzorků. Pro zkoumání optimální délky rámce potlačení clutteru byla hodnota prahu ukončení ortogonalizace nastavena dle výsledků prvního testu.

### 8.3.1 Nalezení optimálního prahu ukončení ortogonalizace

Tab. 25 potvrzuje nalezený optimální práh ukončení ortogonalizace, který byl simulací stanoven na hodnotu  $1e-7$  pro numerickou přesnost „double“ a  $1e-5$  pro numerickou přesnost „single“. I pro simulovaná data se dal pozorovat lehký pokles výkonosti pro metodu „m22“ u numerické přesnosti „single“ proti „double“, nicméně zde je pokles patrnější a činí zhruba 2 dB. Pro metodu „m223“ dosahuje algoritmus stejné výkonosti pro obě numerické přesnosti.

Tab. 25 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé prahy ukončení ortogonalizace a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“

Práh ortogonalizace	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
<b>1e-3</b>	44.4	7.8	45.4	9.4	44.7	8.2	45.3	9.3
<b>1e-4</b>	48.8	3.1	50.6	3.4	48.4	3.5	50.8	3.2
<b>1e-5</b>	50.0	1.6	51.6	0.6	48.3	3.9	51.8	0.5
<b>1e-6</b>	50.2	1.6	51.8	0.5	47.7	4.9	51.8	0.5
<b>1e-7</b>	50.3	1.6	51.9	0.5	47.5	5.5	51.8	0.5
<b>1e-8</b>	50.3	1.6	51.9	0.5	47.4	5.7	51.8	0.5
<b>1e-9</b>	50.3	1.6	51.9	0.5	47.4	5.7	51.8	0.5

### 8.3.2 Nalezení optimální délky rámce pro metody potlačení clutteru

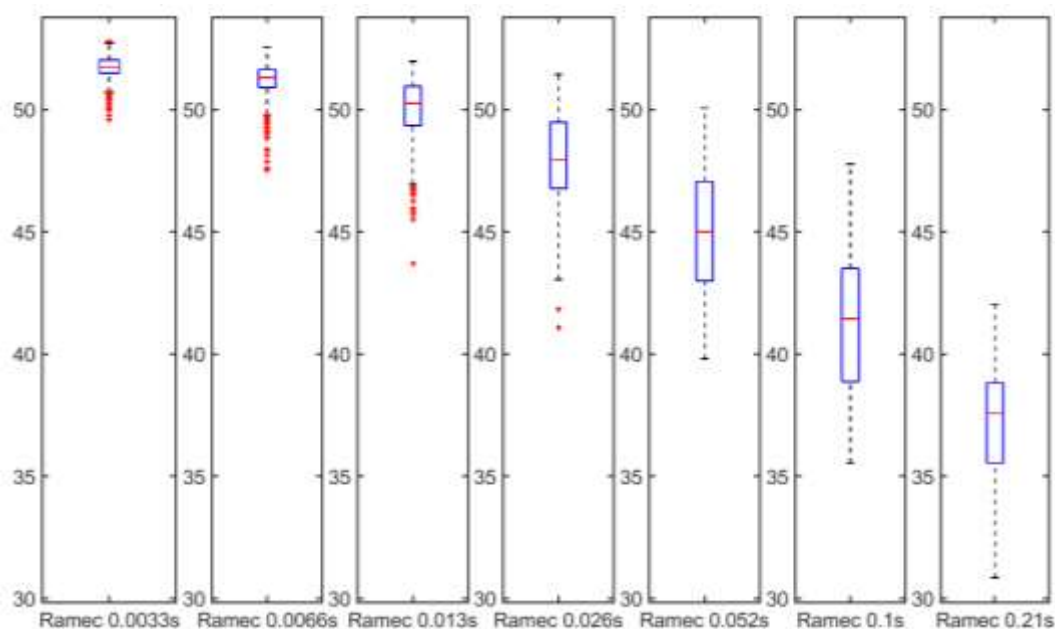
Pro potvrzení optimální délky rámce pro metody potlačení clutteru byla nastavena hodnota prahu ukončení ortogonalizace na  $1e-7$  pro numerickou přesnost „double“ a  $1e-5$  pro numerickou přesnost „single“.

Tab. 26 a následující obrázky plně potvrzují závěry získané simulací. Pro délku rámce  $2^{16}$  vzorků (0.013 s), kdy je clutter odstraňován zhruba do 16 m/s, dochází k poklesu účinnosti oproti kratším rámcům v případě metody „m22“ zhruba o 1.5 dB v případě numerické přesnosti „double“ (o 2.5 dB v případě „single“) a u metody „m223“ je pokles do 0.5 dB. Pro dvojnásobnou délku rámce potom dochází ke skokovému poklesu účinnosti o 3 dB v případě metody „m22“ a o 2 dB v případě kombinace „m223“, „single“.

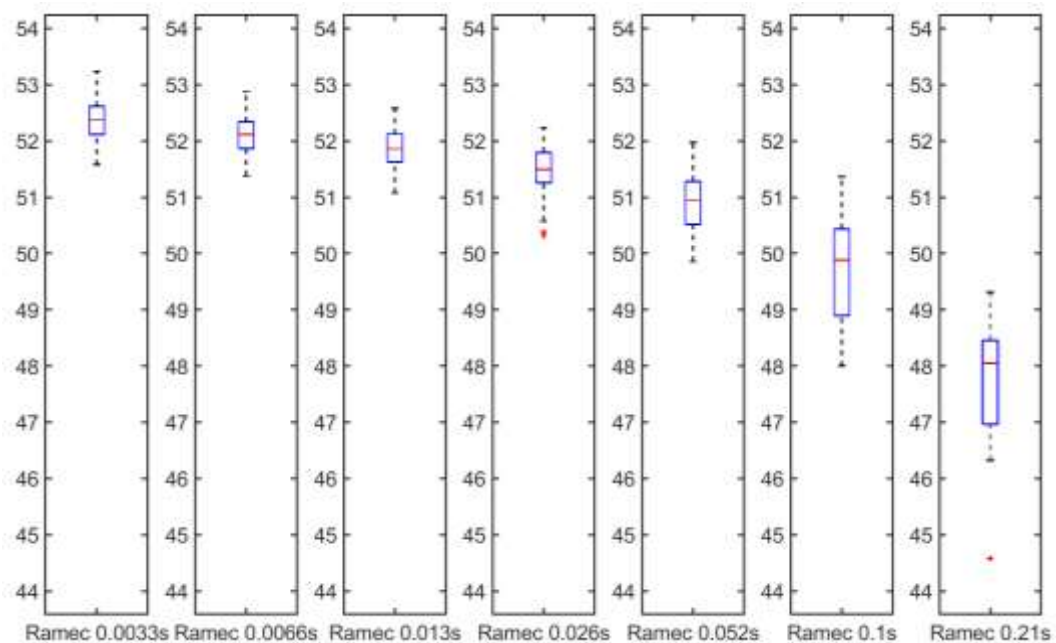
Z tohoto vyhodnocení je také patrné, že pro měřená data je metoda „m223“ potlačující clutter i další zkreslení pro optimální nastavení o 1.5 dB účinnější než metoda „m22“ potlačující clutter. Dále je viditelné, že pro metodu „m22“ není vhodné používat numerickou přesnost „single“, protože zde dochází k poklesu účinnosti o 2 dB oproti přesnosti „double“.

Tab. 26 Porovnání potlačení clutteru [dB] pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru a metodu „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesnost „double“ vs. „single“

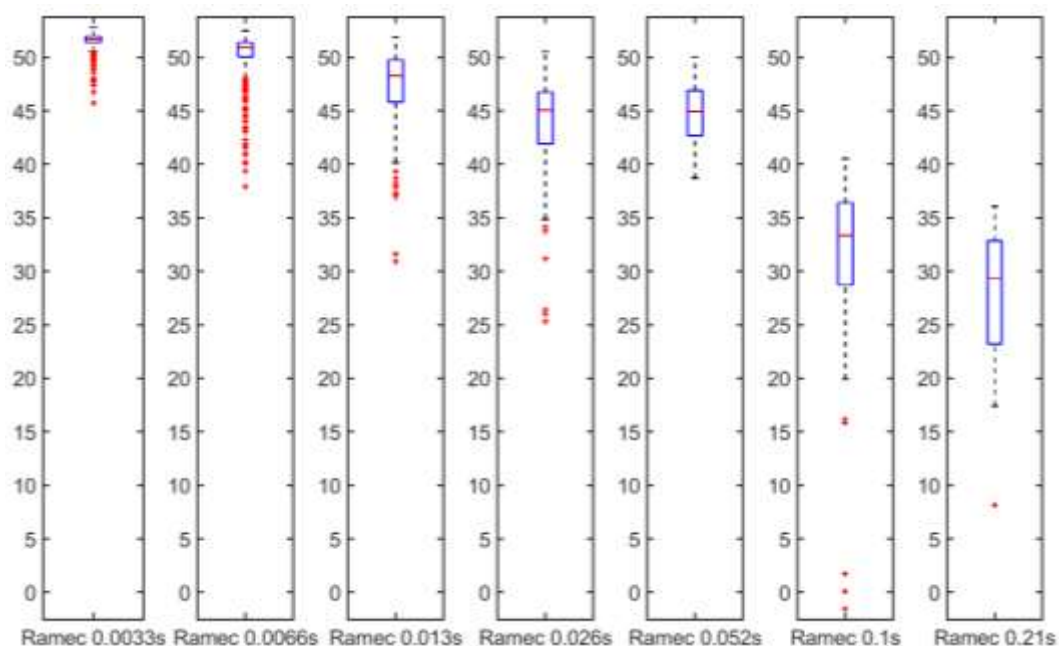
Délka rámce [s]	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
<b>0.0033</b>	51.8	0.5	52.4	0.5	51.7	0.6	52.1	0.7
<b>0.0066</b>	51.3	0.7	52.1	0.5	50.9	1.4	51.8	0.8
<b>0.013</b>	50.3	1.6	51.9	0.5	48.3	3.9	51.8	0.5
<b>0.026</b>	47.9	2.7	51.5	0.5	45.1	4.8	49.7	3.3
<b>0.052</b>	45.0	4.1	51.0	0.8	44.9	4.2	48.6	3.2
<b>0.105</b>	41.4	4.6	49.9	1.5	33.3	7.7	45.1	7.3
<b>0.21</b>	37.6	3.3	48.0	1.5	29.3	9.6	46.5	3.9



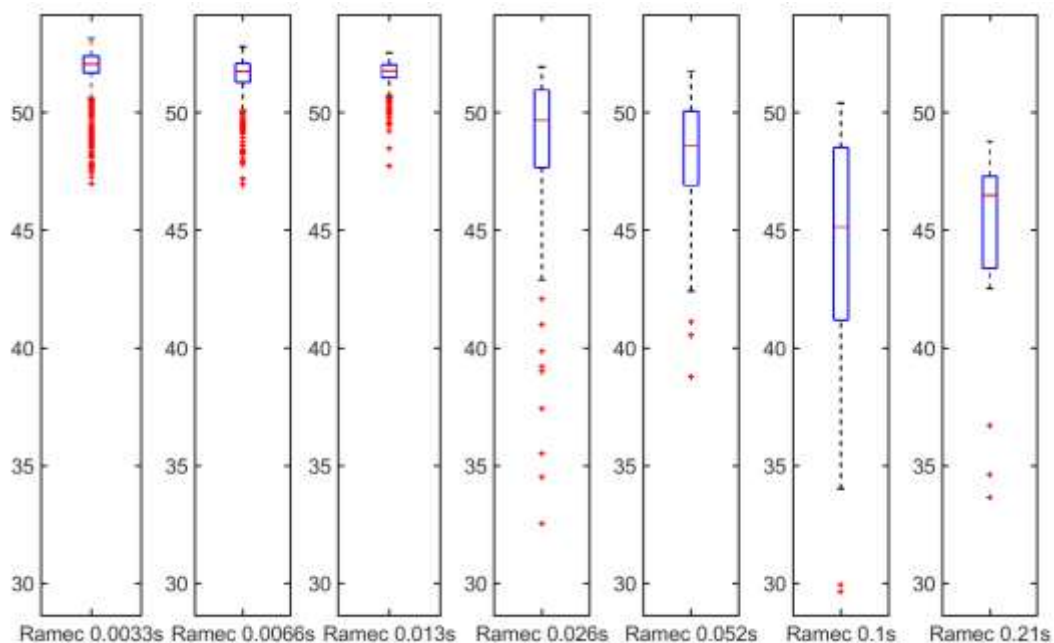
Obr. 53 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“



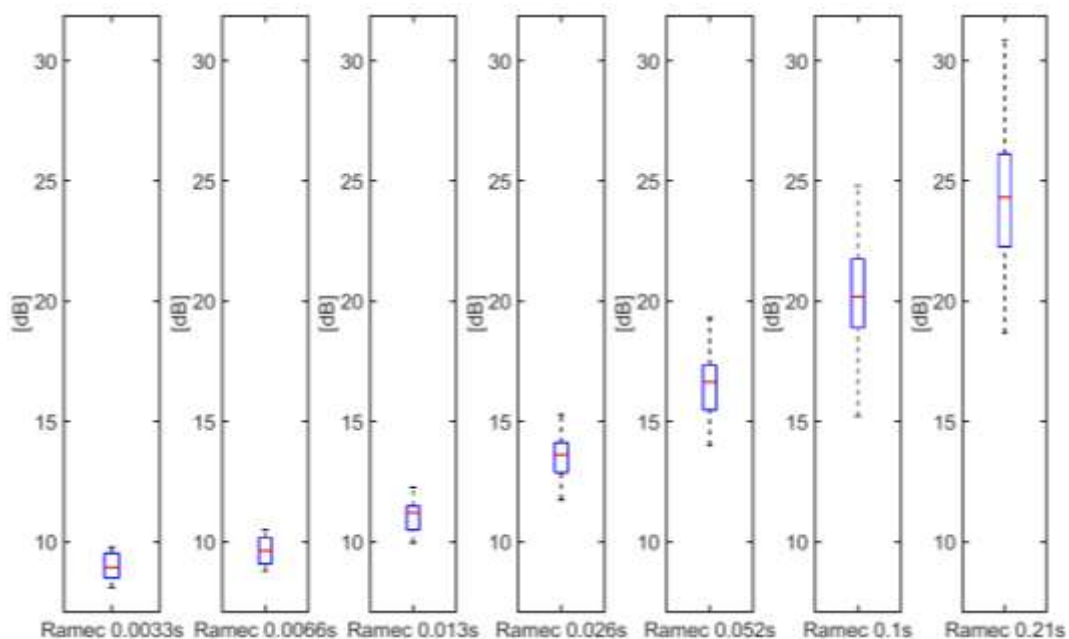
Obr. 54 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“



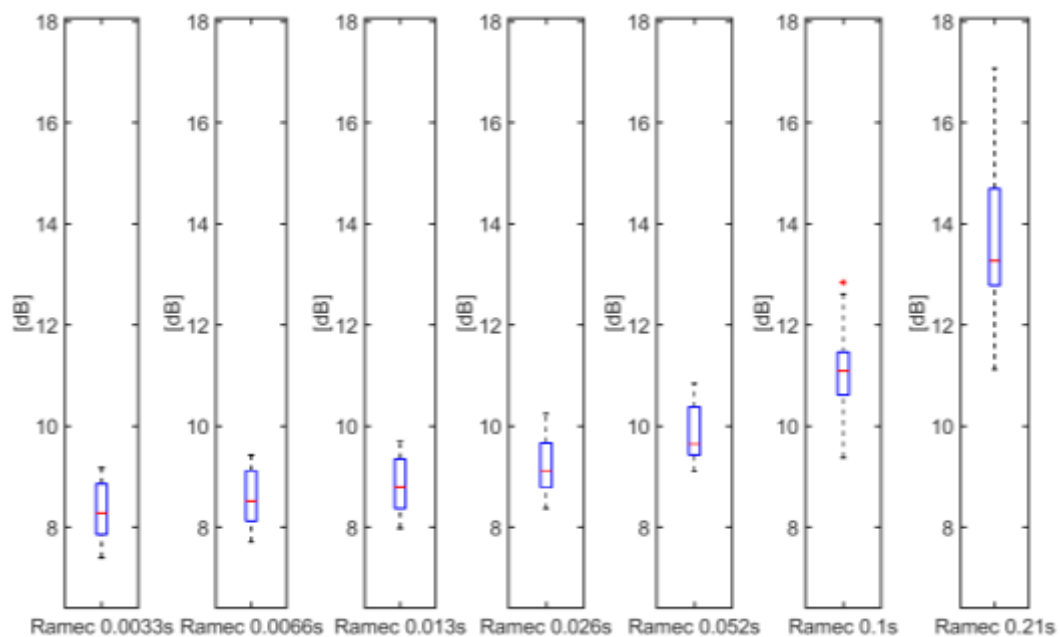
Obr. 55 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“



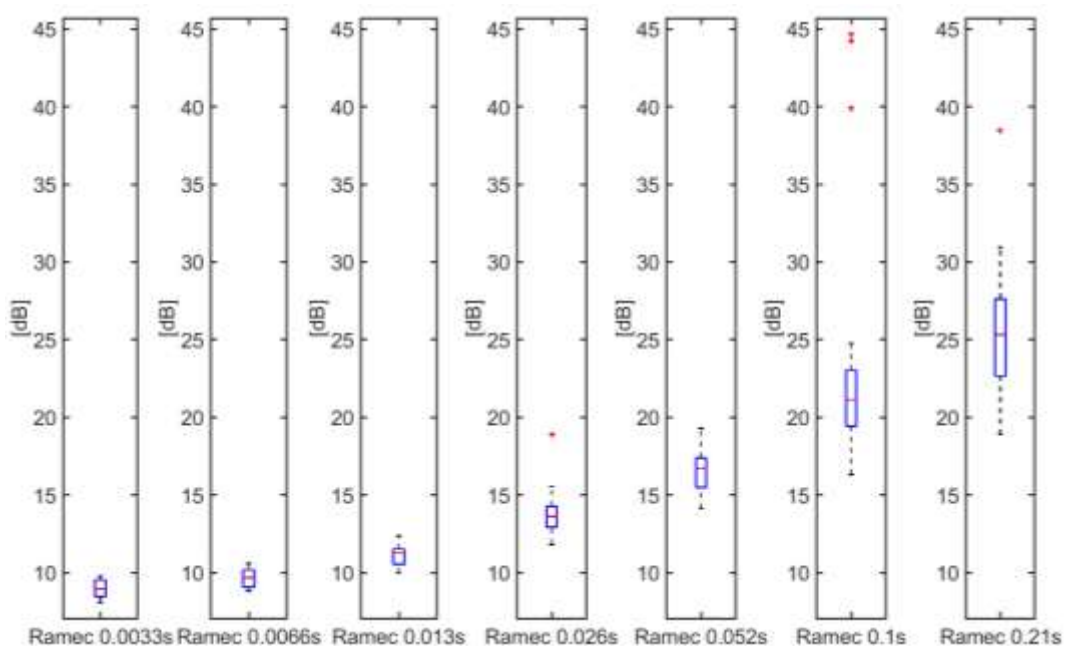
Obr. 56 Porovnání potlačení clutteru pomocí boxplotů pro různé délky rámce pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“



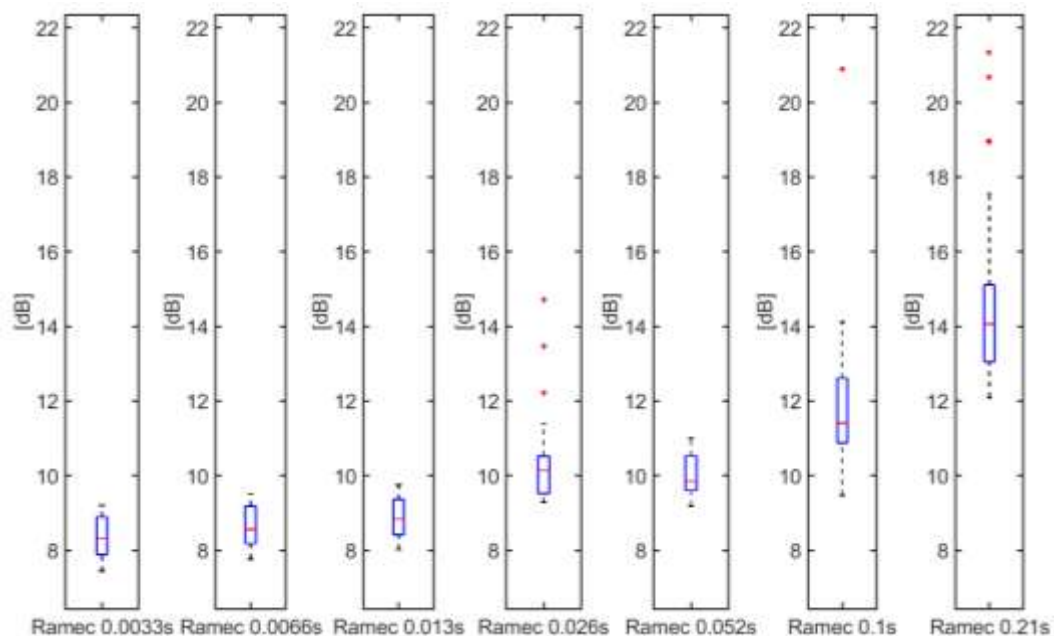
Obr. 57 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „double“



Obr. 58 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „double“



Obr. 59 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m22“ a numerickou přesnost „single“



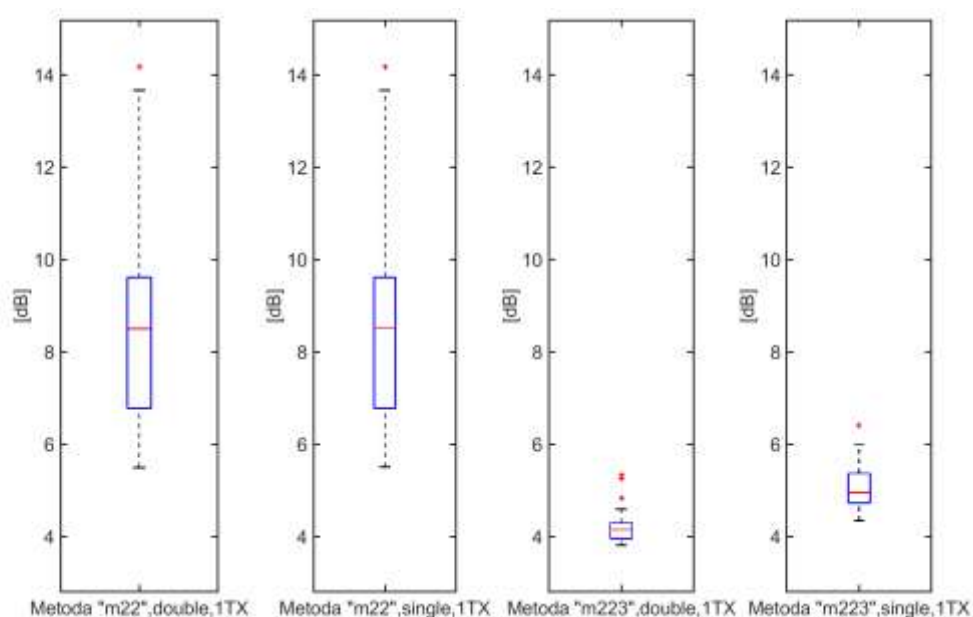
Obr. 60 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF pro metodu „m223“ a numerickou přesnost „single“

## 9 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SIMULACÍ S VÝSLEDKY DOSAŽENÝMI NAD MĚŘENÝMI DATY

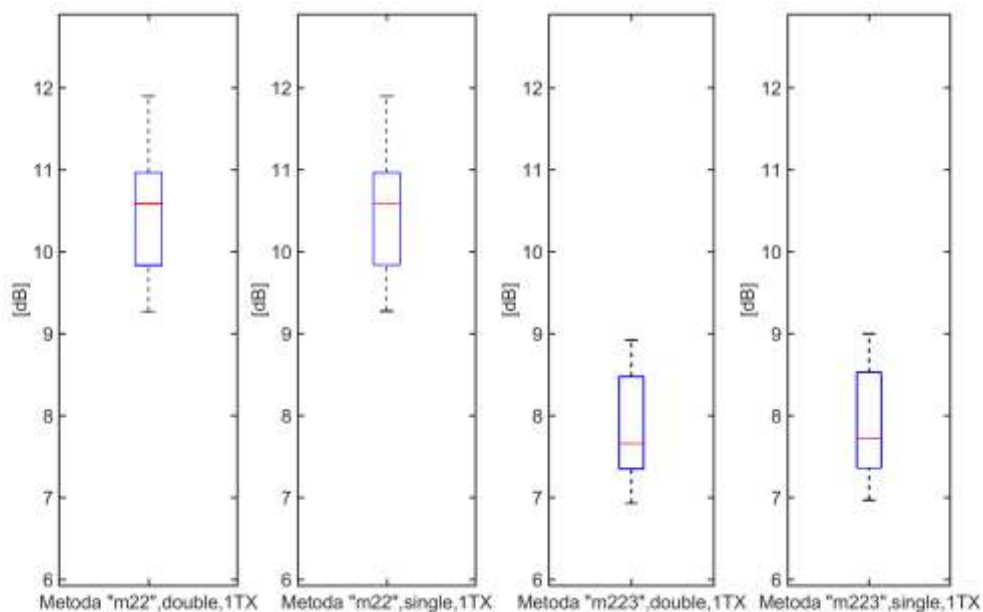
Cílem této kapitoly je porovnat výsledky simulací s výsledky nad naměřenými daty pro nalezení míry shody modelu a reality a možné další využití modelování pro predikci chování systému v různých budoucích instalacích, případně navrhnout budoucí možná vylepšení modelu. Vždy byly zkoumány obě metody uvažované pro nasazení v reálném systému – metoda potlačující statický clutter „m22“ a metoda potlačující clutter i další zkreslení „m223“ v obou numerických přesnostech. V prvním kroku byly získány hodnoty potlačení clutteru pro naměřená data a společně s konfigurací systému použitého pro měření byly navrženy scénáře simulací. Hlavním problémem byla neschopnost simulátoru modelovat vyzářovací diagram antén a jejich vzájemné natočení, tedy i to, že typicky přímý signál není přijímán hlavním lalokem přijímací antény. Tato nedokonalost byla kompenzována změnou vzdálenosti stanic v simulačním scénáři, tak aby bylo dosaženo zhruba stejného výkonu clutteru v přijatém signálu jako v případě naměřených dat. Toto zjednodušení má jistě vliv na kvalitu porovnání a pro budoucí použití simulátoru pro predikci chování systému v různých instalacích by toto bylo nepoužitelné a nutné změnit.

## 9.1 Výsledky pro první zkušební měřenou konfiguraci

Nejdříve bylo provedeno porovnání výsledků měření v první bistatické měřené konfiguraci s výsledky simulace jednoho bistatického páru. Vzdálenost stanic musela být v tomto případě navýšena na 5 km pro získání srovnatelných výkonů clutteru v přijatém signálu. Výsledky jsou vizualizované pro simulaci na obr. 61 a pro měření na obr. 62. Tab. 27 a tab. 28 potom shrnují numerické výsledky. V první tabulce vidíme, že potlačení clutteru v simulaci a při měření je téměř totožné. Co se týče porovnání účinnosti metod v potlačení clutteru, pro simulaci je viditelný rozdíl mezi numerickými přesnostmi pro metodu „m223“, kdy numerická přesnost „single“ má o téměř 2 dB horší účinnost a zároveň je mnohem méně stabilní dle kritéria mezikvartilového rozpětí. Stejný jev není pozorován na naměřených datech. Pro numerickou přesnost „double“ je pro simulaci metoda „m223“ o zhruba 2.5 dB účinnější, pro měření je to potom zhruba o 2 dB. V druhé tabulce shrnující druhé kritérium – zbylé zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF jsou rozdíly mezi numerickými přesnostmi pro simulaci a metodu „m223“ menší (zhruba 1 dB) nejspíš z důvodu velké variability v potlačení clutteru, kterou integrace v CAF částečně zmírnila. Rozdíl v účinnosti metod vzhledem k tomuto kritériu se nicméně prohloubil na zhruba 4 dB v případě simulovaných dat a zhruba 3 dB v případě měření. Je zajímavé že simulace přeceňuje variabilitu statistických dat pro metodu „m22“ a naopak podceňuje v případě metody „m223“, pro měření se zdá tato variabilita napříč metodami a přesnostmi konstantní.



Obr. 61 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF mezi metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ pro simulaci první měřené konfigurace s jedním vysílačem



Obr. 62 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF mezi metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“ pro reálné měření v první měřené konfiguraci s jedním vysílačem

Tab. 27 Porovnání účinnosti potlačení clutteru [dB] pro první měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřením a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“

Simulace/měření Pár	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
Sim TX1, RX1	51.4	3.50	54.0	0.33	50.9	3.45	52.3	3.45
Mer TX1, RX1	51.0	1.81	52.8	0.31	50.6	1.83	52.7	0.43

Tab. 28 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF [dB] pro první měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřením a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“

Simulace/měření Pár	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
Sim TX1, RX1	8.8	2.79	4.1	0.32	8.8	2.78	5.0	0.58
Mer TX1, RX1	10.6	1.14	7.8	1.10	10.6	1.14	7.9	1.14

## 9.2 Výsledky pro druhou měřenou konfiguraci s funkčním



## vzorkem MSPSR

Na závěr bylo provedeno porovnání simulovaných a měřených výsledků pro druhou – multistatickou konfiguraci dvou vysílačů a dvou přijímačů. Pro první přijímač vzhledem k většímu zastínění přímých cest byly vysílače v simulaci posunuty na vzdálenost 20 km od přijímače, a naopak pro druhý přijímač byly lehce přiblíženy na vzdálenost 10 km od přijímače. V tab. 29 jsou shrnuty dosažené výsledky pro parametr zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF. Pro první přijímač bylo dosaženo velice dobré shody mezi simulací a měřeními, kdy rozdíl mezi simulací a měřením pro metodu „m22“ je 0.3 dB a pro metodu „m223“ 0.6 dB. Je tedy viditelné, že pro simulaci má metoda „m223“ lehce vyšší účinnost v porovnání s metodou „m22“ než nakonec vyšlo v reálném měření, kde je rozdíl mezi metodami zanedbatelný. Pro druhý přijímač bohužel nebylo dosaženo takové shody. V měření je rozdíl mezi metodami stále velmi malý (zhruba 0.3 dB), zatímco v simulaci je dosaženo rozdílu mezi metodami 1.3 dB. Z tohoto lze usuzovat, že v tomto případě není zbylé zkreslení po potlačení clutteru způsobené projevy fázového šumu, na který cílila metoda „m223“, ale jinými, pravděpodobně vnějšími vlivy.

Tab. 29 Porovnání zbylého zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvku k tepelnému šumu v CAF [dB] pro druhou měřenou konfiguraci mezi simulacemi vs. měřeními a metodou „m22“ vs. „m223“ a numerickou přesností „double“ vs. „single“

Simulace/měření Pár	“m22” “double”		“m223” “double”		“m22” “single”		“m223” “single”	
	M	MR	M	MR	M	MR	M	MR
<b>Sim TX1, RX1</b>	0.7	0.22	0.2	0.13	0.7	0.22	0.2	0.13
<b>TX2, RX1</b>	0.7	0.26	0.2	0.15	0.7	0.26	0.2	0.15
<b>TX1, RX2</b>	2.6	0.68	1.3	0.48	2.6	0.68	1.3	0.48
<b>TX2, RX2</b>	2.6	0.65	1.3	0.51	2.6	0.65	1.3	0.50
<b>Mer TX1, RX1</b>	0.9	0.07	0.9	0.06	0.9	0.07	0.9	0.07
<b>TX2, RX1</b>	0.9	0.08	0.9	0.08	0.9	0.08	0.9	0.08
<b>TX1, RX2</b>	4.7	0.11	4.4	0.12	4.7	0.12	4.4	0.12
<b>TX2, RX2</b>	4.7	0.09	4.4	0.12	4.7	0.10	4.4	0.12

## 10 SHRNUÍ A ZÁVĚRY

Hlavním cílem této disertační práce s názvem Algoritmy detekce radarových cílů bylo zaměření se na nezbytnou část úspěšné detekce cíle, a to účinné potlačení clutteru, popřípadě dalších zkreslení. Hlavní motivací pro tuto práci bylo navrhnout algoritmy pro odstraňování zkreslení v přijatém signálu pro implementaci do společností ERA a.s. vyvíjeného aktivního multistatického radaru, který bude pracovat v režimu kódového multiplexu více vysílačů na jednom kmitočtu v L pásmu. Myšlenkou aktivního multistatického systému se vývojový tým ERA a.s. začal zabývat po dokončení demonstrátoru pracujícím na principu pasivní koherentní lokace, který využíval signálů přítomných v zájmové oblasti z FM vysílačů. Hlavní výhodou aktivního systému oproti pasivnímu je nezávislost na cizích vysílačích. Díky znalosti toho, co je vysíláno, není potřeba přímá viditelnost mezi vysílačem a přijímačem. V neposlední řadě mohou být optimálně voleny parametry vysílače např. šířka pásma a autokorelační vlastnosti vysílaného signálu. Hlavními aplikacemi systému mohou být vykrývání mezer pokrytí v oblastech přehledu monostatického radaru, posílení vnitřní bezpečnosti státu ochranou důležitých prostorů a objektů např. jaderných elektráren a speciální vojenské účely. Systém by měl být speciálně vhodný pro detekci a trekování malých, nízko-letících cílů.

V první kapitole této práce byl nejdříve popsán teoretický úvod do problematiky potlačování clutteru, na kterou navázala část se zhodnocením stavu řešení problematiky, jak je publikován v současných odborných časopisech a ve sbornících konferencí. Poslední nicméně nejdůležitější část této kapitoly se věnovala rozboru problematiky odstraňování clutteru v systémech využívajících kódový multiplex (CDMA), což je oblast, která prozatím nebyla probádána a publikovaná. Na základě tohoto průzkumu byly vymezeny cíle této disertace, které jsou shrnuty v druhé kapitole této práce. Další tři kapitoly se zabývají návrhy a implementací algoritmů řešících cíle disertace, na které navazuje kapitola šest, která se pokouší algoritmy optimalizovat vzhledem k výpočetní náročnosti a ušetření matematických operací. Sedmá kapitola shrnuje veškeré simulace, které byly provedeny pro ověření navržených algoritmů a kvantifikaci jejich účinnosti včetně pokusu o zobecnění závěrů. Pro tyto účely a celkový vývoj aktivního multistatického radaru byl ve vývojovém týmu ERA a.s. vyvinut simulátor signálového šíření a signálového zpracování. Jako kritéria schopnosti metod potlačovat clutter a další zkreslení bylo zvoleno tzv. potlačení clutteru definované jako poměr, resp. rozdíl v logaritmické míře celkového středního výkonu přijatého signálu před potlačením clutteru k celkovému střednímu výkonu signálu po potlačení clutteru, druhým kritériem je zbylé zkreslení po potlačení clutteru jako příspěvek k tepelnému šumu v CAF, vypočítané jako poměr resp. rozdíl v logaritmické míře mezi odhadnutou šumovou hladinou v CAF (rozptyl Rayleighova rozdělení) a hladinou tepelného šumu v CAF vypočítané ze simulované/změřené šumové teploty. Algoritmy byly následně testovány i na měřených datech ze dvou konfigurací systému, což je popsáno společně s představením konfigurací systému v kapitole osm. Nejdříve byla za pomoci R&S přístrojů zkomponována první zkušební bistatická měřená konfigurace. Na základě prvních výsledků byl zadán vývoj modulu vysílače a digitálního přijímače do firmy Intriple s důrazem na co nejlepší vlastnosti s ohledem na frekvenční stabilitu a fázový šum

modulů. Tyto části se staly základem funkčního vzorku systému v multistatické konfiguraci dvou vysílačů a dvou přijímačů. Devátá kapitola se pokouší o porovnání simulovaných výsledků s výsledky nad měřenými daty pro odhalení věrohodnosti a případných nedostatků modelu a zhodnocení jeho schopnosti obecně simulovat jiné konfigurace systému. V této závěrečné kapitole jsou shrnuty jednotlivé cíle disertace, přes jejich stanovení, základní myšlenku a implementaci algoritmů, které je řeší až po jejich ověření pomocí simulovaných i měřených dat.

Vzhledem k porovnání metod pro odstranění clutteru v systémech s frekvenčním multiplexem a možností jednoduchého rozšíření tzv. maticové metody pro jakoukoli báзовou matici vektorového podprostoru byla zvolena pro další výzkum právě tato metoda. Nabízela se zde jednoduchá možnost odhadovat složky clutteru od jednotlivých vysílačů zvlášť a jejich součet pak považovat za odhad celkového clutteru. Potíž nastala v tom, že vektorové podprostory příslušející jednotlivým vysílačům na sebe v praxi kolmé nejsou. Je to důsledek částečné korelovanosti různě posunutých replik vysílaných signálů mezi jednotlivými vysílači. Při výběru signálů sice bylo snahou minimalizovat maximální hodnoty vzájemných korelačních funkcí signálů rozdílných vysílačů, ovšem vynulovat je nelze. Simulace ukázala, že suboptimální odhad celkového clutteru získaný tímto zjednodušeným postupem není dostatečně přesný pro účinné potlačení clutteru v systému s kódovým multiplexem. Pro stejně dokonalé odstranění clutteru, jako u systému s frekvenčním multiplexem, je u systému s kódovým multiplexem třeba odstraňovat clutter od všech vysílačů najednou. To znamená s využitím souboru báзовých vektorů všech vysílačů. Zkušenosti ze simulací ukázaly, že pro praktickou realizaci bude nutné u systému s kódovým multiplexem popsanou metodu odstraňování clutteru upravit tak, aby byla výrazně méně výpočetně náročná. ERA vývojovým týmem byly navrženy dvě suboptimální metody, které jsou modifikací popsané optimální metody. Prvním cílem disertace bylo navržené suboptimální metody potlačení clutteru implementovat v nástroji pro technické výpočty MATLAB s co největším ušetřením numerických operací a ověřit jejich účinnost simulacemi i na měřených datech. Záměrem bylo vybrat metodu, která bude realizovatelná v reálném čase a bude potlačovat clutter lépe než metoda spočívající v odděleném odstraňování clutteru od každého vysílače zvlášť.

Pro systém s kódovým multiplexem byly implementovány a testovány tři metody potlačující clutter [22] – optimální a dvě suboptimální, které byly implementovány na základě podkladů [32]. Algoritmy byly po prvních simulacích rozšířeny o ortogonalizaci matice součinu báзовých vektorů z důvodu možné příliš velké vzájemné korelace těchto vektorů, která způsobuje, že matice skalárních součinů báзовých vektorů je špatně podmíněná a při její inverzi narůstají numerické chyby. Účinnost odstraňování clutteru je potom nedostatečná. Optimální metoda, kdy je clutter odstraňován najednou od všech vysílačů v systému, dostala pracovní název „m01“. Tato technika s implementovanou ortogonalizací byla označena jako „m32“ a bylo jí dosaženo plného odstranění clutteru nicméně za cenu velké výpočetní náročnosti. Byly proto navrženy dvě suboptimální metody obsahující zpětnou vazbu na předchozí časové rámce odstranění clutteru. V první suboptimální metodě s pracovním názvem „m02“ (s ortogonalizací „m22“) jsou složky clutteru od jednotlivých vysílačů odhadovány odděleně. Od signálového vektoru vstupujícího do výpočtu jsou ovšem nejprve odečteny

predikované složky clutteru všech ostatních vysílačů, kromě vysílače, jehož složka clutteru je odhadována. Druhá suboptimální metoda s pracovním názvem „m03“ (s ortogonalizací „m33“) se od předchozí metody liší tím, že od vstupního signálu je odečítán celkový predikovaný clutter (součet složek od všech vysílačů). Výpočet potom neurčuje vektory impulzových odezev přenosových kanálů, ale jen jejich korekce oproti hodnotám z předchozího cyklu.

Jako výchozí bod byla převzata metoda využívaná v systémech s frekvenčním multiplexem, kde je pro každý vysílač clutter odstraňován zvlášť. Odstranění clutteru je dle předpokladů značně nedokonalé – clutter je potlačován pouze o 17 dB a po aplikování algoritmu odstranění clutteru je stále v CAF přítomno téměř 56 dB zbylého zkreslení jako příspěvku k tepelnému šumu. Dalším krokem bylo přistoupení k navrhované optimální metodě potlačení clutteru pro kódový multiplex „m01“, kde je clutter odstraňován pro všechny vysílače najednou společnou báзовou maticí. Byla otestována nutnost filtrovat referenční signály stejným filtrem hlavní selektivity jako je použit pro přijímaný signál z důvodu zachování korelovanosti těchto dvou signálů. Pro optimální metodu s filtrací referenčních signálů dosahujeme v průměru o 5 dB většího potlačení clutteru než s metodou bez filtrace. Toto bylo potvrzeno i na kritériu zbylého zkreslení v CAF po odstranění clutteru. Nicméně byly patrné propady v účinnosti metody, které jsou pravděpodobně způsobené špatnou podmíněností báзовé matice pro odstranění clutteru, a tedy se prokázala nutnost ortogonalizace báзовé matice, po jejímž zakomponování již byl clutter potlačován stabilně. Následně bylo prokázáno, že suboptimální metody „m02“ a „m03“ jsou schopny odstraňovat clutter se stejnou účinností jako metoda optimální po náběhu jejich zpětnovazební smyčky, který je pomalejší pro metodu „m02“. Dále bylo i zde zřejmé, že filtrace referenčních signálů je nezbytným krokem pro optimální signálové zpracování. Nicméně suboptimální metody netrpí stejnými propady v účinnosti jako metoda optimální, tedy špatná podmíněnost matice je hlavně problémem při tvorbě společné báze pro všechny vysílače. Druhá suboptimální metoda „m33“ dokonce s implementovanou ortogonalizací lehce výkonnostně zaostává – zhruba o 1.5 dB, což je zřejmě způsobeno tím, že implementovaný algoritmus ortogonalizace v každém časovém kroku volí jiné báзовые faktory a v kombinaci s takto navrženou zpětnovazební smyčkou dochází k neoptimální funkci celého algoritmu.

Dále byly algoritmy postupně podrobovány zátěžovým testům. První byl testován vliv počtu vysílačů na limitní hodnotu potlačení clutteru pro metody s ortogonalizací, která se jeví jako korektní krok pro zachování robustnosti metod a možné zobecnění metod pro větší množinu signálů. Optimální a první suboptimální metoda „m22“ dle výsledků potlačují clutter se stejnou účinností – pro jeden vysílač je limitní hodnota 73 dB, pro tři vysílače 78 dB, pro pět vysílačů 80 dB a pro osm vysílačů 82 dB. Druhé kritérium zbylého zkreslení nad tepelným šumem v CAF, které bylo vždy zhruba rovno 1.5 dB, v tomto případě ukazuje, že parametry simulace byly nastaveny vhodně a vždy bylo přítomno více clutteru, než byl algoritmus schopen potlačit. Výsledky pro metodu „m33“ potvrzují chování pozorované v předchozí simulaci a je patrné, že pro vyšší počet vysílačů dochází k dalšímu poklesu účinnosti oproti druhým dvěma metodám. Z tohoto důvodu bylo rozhodnuto pokračovat v dalším testování pouze s metodou optimální „m32“ a první suboptimální metodou „m22“.

Dalším zátěžovým testem bylo zkoumání vlivu frekvenční odchylky mezi přijímačem a vysílačem na účinnost potlačení clutteru, které jasně ukázalo, že pro obě metody je maximální přípustná kmitočtová odchylka mezi přijímačem a vysílačem tak, aby nebylo zhoršeno potlačení clutteru, v řádu  $1e-3$  Hz. Dále bylo patrné, že suboptimální metoda „m22“ je lehce citlivější na kmitočtovou odchylku než metoda optimální „m32“.

Posledním zátěžovým testem bylo získat náhled na to, jakým způsobem budou různé spektrální výkonové hustoty fázového šumu vysílačů a přijímače limitovat potlačení clutteru před tím, než se na tento problém nasadí metody potlačující i další zkreslení způsobené především právě fázovým šumem použitého hardwaru.

Z výsledků nad naměřenými daty bylo zjištěno, že všechny metody potlačující statický clutter dosahují nad těmito daty stejné účinnosti i stability včetně pro další vývoj zavržené metody „m33“. Toto je nejspíš způsobeno faktem, že naměřená data nikdy neobsahovala limitní výkon clutteru (limitní pro účinnost metod potlačovat clutter) z důvodu odklonění antén přijímače a vysílače od sebe případně vlivem zastínění přímé cesty terénem, a tedy na tyto výkony clutteru byla metoda „m33“ dostačující, i z důvodu, že v tomto případě je jasným limitem účinnosti metod fázový šum přístrojů. U první zkušební měřené konfigurace po odstranění clutteru stále zůstávalo téměř 11 dB šumu a dalšího zkreslení nad úrovní změřeného tepelného šumu okolí a aparatury. V druhé měřené konfiguraci byla situace výrazně lepší a maximální hodnota zbylého zkreslení nad úrovní tepelného šumu byla zhruba 4-5 dB pro bistatické páry s druhým přijímačem. Pro první přijímač již bylo zbylé zkreslení jen zhruba 1-2 dB nad tepelným šumem.

Předchozí závěry o limitaci metod fázovým šumem přístrojů byly pozorovány již při prvním pokusu o měření s generátorem a spektrálním analyzátozem v laboratoři. Přijímaný signál je ovlivněn fázovým šumem vysílací a přijímací aparatury, čímž se odlišuje od lokálně generovaného referenčního signálu, který je zcela bez zkreslení. Tento fakt následně limituje účinnost algoritmu pro potlačení clutteru. Po podrobném prozkoumání výsledků prvních měření bylo na CAF vypočítané z přijatého signálu před odstraněním clutteru vidět, že *špička* odpovídající přímé cestě signálu je rozostřena ve frekvenci oproti teoretickým simulacím obzvláště v případě současné přítomnosti absolutní kmitočtové odchylky mezi vysílačem a přijímačem již v řádu hertzů. Tato skutečnost vedla na myšlenku rozšíření báze pro odstraňování clutteru o vektory s nenulovým Dopplerovým posuvem. Odstraňování clutteru pro malé nenulové Dopplerovy posuvy se běžně používá pro eliminaci pomalu se pohybujících nezájmových cílů – chodec, cyklista nebo pomalu se pohybujícího clutteru – pohyb listů stromu ve větru atd., což může být do budoucna další žádaná funkcionalita. Zároveň byla ale naděje, že by tato metoda mohla pomoci i s kompenzací fázového šumu, který se mimo jiné projevuje právě kmitočtovým posunem a rozostřením *špičky* odpovídající přímé cestě signálu. Druhým cílem disertace bylo potom rozšíření metody odstraňování statického clutteru o možnost odstraňovat i clutter způsobený pomalu se pohybujícími objekty, tedy o možnost rozšíření báze o vektory s nenulovým Dopplerovým posuvem, implementace s následnou optimalizací v nástroji pro technické výpočty MATLAB a testování na simulovaných i měřených datech.

Současně se na CAF vypočítané z přijatého signálu po odstranění clutteru objevoval *hřeben* přes všechny frekvence na nule v ose zpoždění. Tedy bylo vidět, že u přímé cesty

nedochází jen k rozostření špičky, ale díky fázovému šumu dochází k jejímu „prosakování“ na všechny frekvence. Možným řešením byla úprava algoritmu potlačující clutter a konstrukce báze pro odstranění clutteru a zároveň zkreslení způsobeného fázovým šumem. Třetím cílem disertace byl tedy návrh, implementace a optimalizace algoritmu pro odstranění clutteru a zároveň zkreslení způsobeného fázovým šumem, které se projevuje „rozprostřením“ špičky odpovídající přímé cestě přes všechny frekvence v nástroji pro technické výpočty MATLAB s následným ověřením na simulovaných i reálných datech z aktivního multistatického systému.

Nejdříve byl navrhnout a implementován algoritmus pro potlačování i pohybujícího se clutteru. Clutter s nenulovým Dopplerovým posuvem je modelován pomocí vážené sumy časově zpožděných a dopplerovsky posunutých kopií vysílaného (referenčního) signálu. Přičemž maximální časové zpoždění je limitováno maximálním rozsahem, v kterém odstraňujeme clutter a maximální Dopplerův posuv je limitován maximální rychlostí clutteru. Tedy báze pro odstraňování pohybujícího se clutteru je tvořena časově zpožděnými a dopplerovsky posunutými výřezy z referenčního signálu. Pomocí takto vytvořené báze je již možno odhadnout pomocí LMS odhadu profil clutteru. Nicméně pro optimální metodu pro jakýkoliv uvažovaný dopplerovský posuv narůstá výpočetní náročnost kvadraticky, proto tato metoda nebyla naprogramována jako „optimální“ metoda odstraňování clutteru s ortogonalizací, ale přímo jako metoda „m221“, která kombinuje metodu „m22“ s možností odstraňovat clutter i pro nenulové Dopplerovy posuvy.

Hlavním důvodem pro zkoumání možnosti odstraňovat rušení i na nenulových Dopplerových posuvech byla možnost potlačovat tímto způsobem důsledek přítomnosti fázového šumu v přijatém signálu. U přímé cesty totiž nedochází jen k rozostření špičky, ale díky fázovému šumu dochází k jejímu „prosakování“ na všechny frekvence. Dalším postupem tedy byla konstrukce druhého kroku následujícího po odstranění clutteru, který pro stejnou metodu využívá jako báze vektory referenčního signálu s nulovým a malým časovým posunem, ale se všemi Dopplerovými posuvy. Tímto krokem se odstraňuje nejsilnější *hřeben* přes všechny frekvence kolem nuly v ose „Range“ odpovídající prosakování přímé cesty a clutteru v malých bistatických vzdálenostech. Dvou-krokový algoritmus využívající metody „m221“, kterou je v prvním kroku potlačován clutter a v druhém kroku potlačován *hřeben*, byl v dalším textu označován jako metoda „m222“.

Na základě prvních výsledků simulací s metodou „m222“ odstraňující clutter a *hřeben* ve dvou po sobě následujících krocích dvojím využitím metody „m221“ vznikla pochybnost, že úvaha o možnosti nezávislého použití báze pro odstraňování clutteru a báze pro odstraňování *hřebene* je korektní. Přistoupilo se tedy k vytvoření algoritmu, který bude pracovat s jednou velkou bází pro odstraňování clutteru a *hřebene* kolem nuly v ose „Range“ v jednom kroku. Tato metoda dostala pracovní název „m223“.

Prvním testem bylo využití metody potlačující i pomalu pohybující se clutter „m221“ pro potlačení simulovaných projevů kmitočtové odchylky mezi přijímačem a vysílačem, vzhledem k tomu, že projevem této odchylky je posun přímé cesty, a tedy i veškerého statického clutteru na nenulový Dopplerův posuv. Bohužel metoda „m221“ nepřinesla žádné zlepšení, respektive dosahovala pro větší kmitočtové odchylky výrazně horších

výsledků než metody potlačující pouze statický clutter. U složitější metody „m221“ dochází místo potlačení projevů kmitočtové odchylky mezi vysílačem a přijímačem naopak k prohloubení projevu a většímu „rozostření špiček“ příslušejících přímé cestě a clutteru. Toto pravděpodobně nastává kvůli velmi velkému kroku mezi potlačovanými Dopplerovými posuvy, kde je tento krok dán délkou okna pro potlačení clutteru.

Proto bylo přistoupeno ke zkoumání hlavního důvodu, proč byly metody potlačující i další zkreslení vyvíjeny, a to je potlačení projevů fázového šumu přístrojů. Bylo zkoumáno chování metod potlačující clutter i další zkreslení na scénářích s různými spektrálními výkonovými hustotami fázového šumu vysílačů a přijímače. Byla zkoumána metoda „m222“ využívající dvou-krokový algoritmus potlačující další zkreslení – „hřeben“ způsobený fázovým šumem navazující na metodu potlačující statický clutter a metoda „m223“ potlačující vše v jednom kroku. Očekávaným výsledkem bylo, že nejlepších vlastností bude dosahovat metoda „m223“ potlačující clutter i další zkreslení v jednom kroku, nicméně tato metoda má buď stejné nebo horší potlačení clutteru než metoda „m222“ používající algoritmus, který nejdříve potlačuje statický clutter a v druhém kroku potlačuje další zkreslení. Metoda „m222“ se ukazuje jako nejlepší. Předpoklad použití jedné báze by byl správný v případě zakomponování do metody optimální „m32“ odstraňující clutter od všech vysílačů najednou, nicméně toto není v praxi zatím spočitatelná varianta a při zakomponování do metody suboptimální „m22“ pravděpodobně dochází ke kumulaci numerických chyb při využití zpětné vazby, které převládá přínos korektního použití jedné báze. Nicméně i metoda „m223“ se ukazuje ve všech případech jako účinnější oproti suboptimální metodě „m22“ potlačující pouze clutter a ve většině případech je účinnější nebo srovnatelně účinná jako metoda optimální „m32“, která se sice nevypořádává s dalším zkreslením, nicméně se lépe vypořádává s neortogonalitou mezi bázeovými vektory od různých vysílačů. Metody potlačující i další zkreslení jsou na simulacích zhruba od 1-2 dB účinnější než metody potlačující pouze statický clutter.

Dalším krokem bylo otestování metod potlačujících statický clutter a další zkreslení na naměřených datech. Byla testována metoda „m222“ potlačující v prvním kroku statický clutter a v kroku následujícím projev fázového šumu a metoda „m223“ potlačující vše najednou použitím rozšířené báze. Na naměřených datech se nepotvrdil závěr, že metoda „m222“ má vyšší účinnost než metoda „m223“. V případě reálných dat zřejmě převažuje vliv zkreslení nad kumulováním numerických chyb kvůli suboptimálnímu algoritmu metody „m223“ a metoda tedy dosahuje stejné účinnosti jako metoda „m222“. Porovnání účinnosti metod potlačujících i další zkreslení s účinností metod potlačujících pouze statický clutter ukázalo, že výraznější přínos mají metody potlačující i další zkreslení pouze v případě první měřené zkušební konfigurace, kde dosahují o téměř 2.5 dB vyšší účinnosti ve smyslu zbylého zkreslení nad změřeným tepelným šumem. Je pozorovatelný slabý přínos i v případě druhé měřené konfigurace, a to u bistatických párů s druhým přijímačem. Toto pozorování souhlasí se zpětným zkoumáním simulace, kde je možné pozorovat větší přínos metod potlačujících i další zkreslení pro scénáře se simulovaným průběhem fázového šumu přístrojů R&A. Menší prokázaný přínos těchto metod pro reálné měření v druhé konfiguraci s Intriple moduly je nicméně zejména způsoben rozmístěním systému, kdy přijímací a vysílací antény nesměřují na sebe a je tedy dosaženo přirozeného potlačení clutteru s přímou cestou

pomocí přijímání přímé cesty postranním lalokem přijímacích antén a tedy i potlačení projevů fázového šumu.

Velký důraz byl po ověření metod kladen na nalezení optimálního nastavení metod, vzhledem k uvažovanému nasazení do reálného provozu systému suboptimální metody potlačení clutteru „m22“ nebo metody potlačující clutter i další zkreslení „m223“. Metoda „m223“ byla vybrána ve fázi, kdy jsme předpokládali, že je korektnější používat jednu bázi namísto dvou nezávislých kroků s dvěma bázemi, jak je použito v metodě „m222“. Předchozí simulace ukázaly, že tento náš předpoklad nebyl zcela správný, nicméně nalezené optimální nastavení pro metody „m22“ a „m223“ je aplikovatelné i pro metodu „m222“. Metody byly přepsány v jazyce C++ v softwarovém oddělení ERA a.s. a byly zkompileovány mex soubory, aby bylo možno vyšetřit chování metod i při různém nastavení numerické přesnosti – double vs. single, která má velký vliv na výpočetní náročnost metod.

Vzhledem k očekávanému dosahu systému bylo zafixováno odstranění clutteru do 40 km s tím, že se clutter odstraňuje i pro několik záporných zpoždění – zhruba do jednoho kilometru, toto nastavení je vhodné kvůli tvaru funkce neurčitosti zájmového signálu, jejíž vrchol je v ose zpoždění rozprostřen zhruba přes tři buňky CAF a klesá pozvolně, tedy pro dokonalé modelování přímé cesty, která je hlavním příspěvkem clutteru, je nutné použít i několik vzorků referenčního signálu „z minulosti“ a odstraňovat clutter i pro záporná zpoždění. Toto ošetření přinese v účinnosti potlačení clutteru zhruba 1.5 dB a zajistí stabilnější chování metod. Nastavení potlačování dalšího zkreslení závisí na vlastnostech tohoto zkreslení. Pro fázový šum pozorovaný při měřeních a na základě jeho oměření následně simulovaný se ukázalo jako vhodné potlačovat jím způsobené zkreslení do vzdálenosti zhruba 240 m a pro Dopplerovy posuvy do  $\pm 1200$  Hz.

První bylo zkoumáno potlačení clutteru vzhledem k různým prahům ukončení ortogonalizace pro suboptimální metodu 22 potlačující pouze statický clutter vs. suboptimální metodu 223 potlačující statický clutter a projevy dalších zkreslení a numerickou přesnost double vs. single při zafixované hodnotě délky rámce pro odstranění clutteru  $2^{16}$  vzorků jako ve všech předchozích simulacích. Optimální hodnota tohoto parametru se liší pro rozdílné numerické přesnosti. Pro numerickou přesnost „double“ se jeví jako optimum hodnota  $1e-7$  a pro numerickou přesnost „single“ potom hodnota  $1e-5$ . Tento závěr byl potvrzen i zkoumáním nad naměřenými daty. Nicméně nad naměřenými daty byl pozorován pokles účinnosti metody „m22“ pro numerickou přesnost „single“ na rozdíl od stabilnější metody „m223“, která dosahuje naprosto stejné účinnosti pro obě numerické přesnosti při optimální volbě prahu ukončení ortogonalizace.

Jako druhé bylo provedeno porovnání potlačení clutteru pro různé délky rámce algoritmu potlačení clutteru pro suboptimální metodu 22 potlačující pouze statický clutter vs. suboptimální metodu 223 potlačující statický clutter a projevy dalších zkreslení a numerickou přesnost double vs. single při zafixované hodnotě prahu ukončení ortogonalizace na  $1e-7$  pro numerickou přesnost double a  $1e-5$  pro numerickou přesnost single, jak vyplývalo z předchozí simulace. Ze simulací vyplynulo, že clutter je potlačován tím účinněji, čím je délka rámce kratší. Nicméně je důležité si



uvědomit souvislost, kdy kratší rámec znamená odstraňování clutteru pro vyšší Dopplerovy posuvy/rychlosti a tedy potencionálně odstraňování také zájmových cílů s malou bistatickou rychlostí, což jsou například cíle přelétající přes spojnicí vysílač-přijímač. Jako vhodný kompromis se potvrdila délka rámce  $2^{16}$  vzorků, kdy je clutter potlačován zhruba do bistatické rychlosti 16 m/s a zároveň zde ještě nedochází k markantnímu poklesu účinnosti algoritmu, který je pozorován pro delší rámce. Výsledky nad naměřenými daty plně potvrzují závěry získané simulací a také závěr získaný při hledání optimálního prahu ukončení ortogonalizace a to, že pro metodu „m22“ není vhodné používat numerickou přesnost „single“, protože zde dochází k poklesu účinnosti o 2 dB oproti přesnosti „double“. Účinnost metody „m223“ je nezávislá na volbě numerické přesnosti výpočtu při optimálních parametrech.

Pro zobecnění metod i pro jiné signály, než byly zvolené Goldovy posloupnosti s GMSK modulací, byla provedena simulace zjišťující vliv korelovanosti signálů na vlastnosti potlačení clutteru a detekce cílů. Pro tuto simulaci tedy byly připraveny náhodné reálné šumové signály se zadaným korelačním koeficientem mezi jednotlivými vysílači. Scénář simulace jinak zůstal totožný jako v předchozích simulacích. Ze simulace vyplynulo, že korelovanost signálů nemá žádný vliv na snížení hodnoty potlačení clutteru pro optimální metodu „m32“, naopak potlačení lehce narůstá. Toto je způsobeno přístupem metody, která potlačuje clutter od všech vysílačů najednou a uvažuje tedy i subprostor definovaný korelacemi mezi signály. Jiná situace nastává pro suboptimální metodu „m22“, kdy už od korelačního koeficientu 0.2 dochází ke kolísání účinnosti a od hodnoty 0.3 dochází k prudkému poklesu účinnosti. Nicméně i pro optimální metodu „m32“ je limitní hodnota korelace mezi signály 0.1, protože i když nedochází k poklesu účinnosti potlačení clutteru, v CAF jednotlivých vysílačů již jsou viditelné falešné cíle vznikající odrazy od cílů pro ostatní vysílače.

Cílem deváté kapitoly bylo porovnat výsledky simulací s výsledky nad naměřenými daty pro nalezení míry shody modelu a reality a možné další využití modelování pro predikci chování systému v různých budoucích instalacích, případně navrhnout budoucí možná vylepšení modelu. Hlavním problémem se jeví neschopnost simulátoru modelovat vyzařovací diagram antén a jejich vzájemné natočení, tedy i to, že typicky přímý signál není přijímán hlavním lalokem přijímací antény. Tato nedokonalost byla kompenzována změnou vzdálenosti stanic v simulačním scénáři, tak aby bylo dosaženo zhruba stejného výkonu clutteru v přijatém signálu jako v případě naměřených dat. Toto zjednodušení má samozřejmě vliv na kvalitu porovnání a pro budoucí použití simulátoru pro predikci chování systému v různých instalacích by toto bylo nepoužitelné a nutné změnit.

V rámci této disertační práce se tedy podařilo implementovat suboptimální metodu potlačení clutteru pro systémy s kódovým multiplexem, která clutter potlačuje stejně dokonale jako metoda optimální a je realizovatelná na systému pracujícím v reálném čase, který ideálně obsahuje pro tyto výpočty kvalitní GPU, jak bylo uvedeno v kapitole 6.2. Dále byla nalezena a implementována metoda potlačující kromě clutteru i další zkreslení, která v případě, že systém má k dispozici kvalitní GPU, je obdobně výpočetně náročná jako metoda potlačující pouze clutter. Přínos této metody byl prokázán hlavně na simulacích a první měřící konfiguraci. Na druhé měřené konfiguraci byl přínos metody nižší, nicméně toto bylo způsobeno především geometrií systému, kdy vysílací a přijímací

antény nesměřovaly na sebe, a tedy byl clutter s dalším zkreslením, které ovlivňuje především nejsilnější přímou cestu, přirozeně potlačen. V případě konfigurace, kdy by vysílací a přijímací antény směřovaly přímo na sebe, měla metoda potlačující i další zkreslení přínos zhruba 2 dB. Při zjednodušení radarové rovnice na cíl ve stejné vzdálenosti od přijímače a vysílače, se dá dospět k tomu, že vztah mezi vzdáleností a výkonem je čtvrtá odmocnina. Tedy zlepšení výkonové bilance pomocí potlačení clutteru o 2 dB znamená zvýšení dosahu systému zhruba o 12 procent, což již není zanedbatelné. Jak bylo uvedeno obě metody byly implementovány v jazyce C++ a nasazeny v aktivním systému MSPSR společnosti ERA a.s., který byl v rámci Projektu obranného vývoje dodán Armádě České republiky. Cíle disertace byly naplněny.

# LITERATURA

- [1] JAN, J. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů (Digital Signal Filtering, Analysis and Restoration)*. VUTIUM Brno, 2002. ISBN 8021429119.
- [2] BEZOUŠEK, P., ŠEDIVÝ, P. *Radarová technika (Radar technology)*. Praha: ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03036-3.
- [3] BUDÍKOVÁ, M., LERCH, T. *Základní statistické metody (Basic statistical methods)*. Brno: Masarykova univerzita - PřF, 2005. ISBN: 978-80-210-3886-8.
- [4] SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1990. ISBN 0-07-057913-X.
- [5] KULPA, K. *Signal Processing in Noise Waveform Radar*. Artech House. ISBN-13 978-1-60807-661-1.
- [6] WILLIS, N. J., GRIFFITH, H. *Advances in Bistatic Radar*. SciTech Publishing, 2007, 493 pages. ISBN 1891121480.
- [7] HAYKIN, S., *Adaptive filter theory*. New York: Prentice-Hall: Englewood Cliffs, 5<sup>th</sup> edition. ISBN-13 978-0132671453.
- [8] FRIEDLANDER, B. Lattice filters for adaptive processing, In *Proceedings of the IEEE*, August 1982, Vol. 70, No. 8. ISSN 0018-9219.
- [9] MALANOWSKI, M. Comparison of Adaptive Methods for Clutter Removal in PCL, In *Proceedings of the International Radar Symposium (IRS)*. Krakow, Poland, 2006, p. 1-4. ISBN 978-83-7207-621-2.
- [10] HOWLAND, P. E., MAKSIMIUK, D., REITSMA, G. FM radio based bistatic radar, in *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, June 2005, vol. 152, no. 3, p. 107-115. ISSN 1350-2395.
- [11] COLONE, F., CARDINALI, R., LOMBARDO, P. Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach, In *Proceedings of the IEEE Conference on Radar*, 2006, pp. 7. ISBN 0-7803-9496-8.
- [12] CARDINALI, R., COLONE, F., FERRETTI, C., LOMBARDO, P. Comparison of Clutter and Multipath Cancellation Techniques for Passive Radar, In *Proceedings of the IEEE Radar Conference*, Boston, MA, 2007, p. 469-474. ISSN 1097-5659.
- [13] COLONE, F., O'HAGAN, D. W., LOMBARDO, P., BAKER, C. J. A Multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Bistatic Radar, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, April 2009, vol. 45, no. 2, p. 698-722. ISSN 0018-9251.
- [14] AXELSSON, S. R. J. Suppression of Noise Floor and Dominant Reflectors in Random Noise Radar, In *Proceedings of the International Radar Symposium (IRS)*. Krakow, Poland, 2006, p. 1-4. ISBN 978-83-7207-621-2
- [15] MALANOWSKI, M., HAUGEN, R., GRECO, M. S., O'HAGAN, D. W., PLSEK, R., STOVE, A. G., BERNARD, A. Land and sea clutter from FM-based passive bistatic radars. In *Proceedings of the IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*. Glasgow, UK, 2012. doi: 10.1049/cp.2012.1673.
- [16] PALMER, J. E., SEARLE, S. J. Evaluation of adaptive filter algorithms for clutter cancellation in Passive Bistatic Radar, In *Proceedings of the IEEE Radar Conference (RADAR)*. Atlanta, GA, 2012, p. 0493-0498. ISSN 1097-5659.

- [17] GRECO, M., GINI, F., FARINA, A., BILLINGSLEY, J. B. Analysis of clutter cancellation in the presence of measured L-band radar ground clutter data, In *the Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, Alexandria, VA, 2000, p. 422-427. ISBN 0-7803-5776-0.
- [18] KUSCHEL, H. Measurement, analysis and processing of VHF ground clutter, In *the Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, Alexandria, VA, 2000, p. 352-358. ISBN 0-7803-5776-0.
- [19] CHABRIEL, G., BARRÈRE, J., GASSIER, G., BRIOLLE, F. Passive Covert Radars using CP-OFDM signals. A new efficient method to extract targets echoes. In *Proceedings of the International Radar Conference (Radar)*. Lille, 2014, p. 1-6. doi: 10.1109/RADAR.2014.7060382
- [20] KULPA, K. Multi-static entirely passive detection of moving targets and its limitations. In *IEEE Proceedings of the Radar, Sonar and Navigation*. 2005, vol. 152, no. 3, p. 169 – 173. ISSN: 1350-2395.
- [21] PLSEK, R., STEJSKAL, V., PELANT, M., SLEZAK, L. FM-Based Passive Coherent Location System, Detection and Accuracy. In *Proceedings of the International Conference on Military Technologies*. Brno: University of Defense, 2009, p. 448-457. ISBN 978-80-7231-649-6.
- [22] CABALKOVA, P., KUBAL, D., PELANT, M. Comparison of clutter cancelation methods. In *Proceedings of the 24th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*. Bratislava, 2014, p.1-4. ISBN 978-1-4799-3714-1.
- [23] CABALKOVA, P., KUBAL, D., PELANT, M., PLSEK, R., STEJSKAL, V. Aspects of target detection in MSPSR system under clutter conditions. In *Proceedings of the 15th International Radar Symposium (IRS)*. Gdansk, 2014, p.1-4. ISBN 978-617-607-552-3.
- [24] CABALKOVA, P., KUBAL, D., PELANT, M., PLSEK, R., STEJSKAL, V., BALADA, R. Comparison of clutter cancelation methods for code division multiplex system in the presence of targets. In *Proceedings of the 11th European Radar Conference (EuRAD)*. Rome, 2014, p. 467-470. doi: 10.1109/EuRAD.2014.6991308
- [25] CABALKOVA, P. Statistical comparison of clutter cancelation techniques with focus on distortion products. In *Proceedings of the 16th International Radar Symposium (IRS)*. Dresden, 2015, p. 278-283. doi: 10.1109/IRS.2015.7226348.
- [26] CABALKOVA, P., PLSEK, R. Comparison of target detections from active MSPSR system with outputs of MLAT system. In *Proceedings of the 17th International Radar Symposium (IRS)*. Krakow, Poland, 2016, pp. 1-6. ISBN 978-1-5090-2518-3.
- [27] STUKOVSKA, P., PLSEK, R. Clutter and distortion products suppression methods for CDMA systems. IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, DOI: 10.1049/iet-rsn.2018.5463. IET Digital Library, <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rsn.2018.5463>
- [28] BARAN, O., KASAL, M. Modeling of the Phase Noise in Space Communication Systems, *RADIOENGINEERING*. April 2010, vol. 19, no. 1, p. 141-148. ISSN 1210-2512.
- [29] ERA a.s., Silent Guard by ERA. [available online]. [cit. 2016-01-07] <http://www.era.aero/about-era/press-releases/detour-2014-era-introduced-its-pcl-system-within-nato-exercise> .
- [30] ČADEK, M., Lineární algebra II vyučovaná na Masarykově univerzitě v Brně. [available online]. [cit. 2018-01-07] <http://www.math.muni.cz/~cadek/LA/linalg2.pdf> .
- [31] PELANT, M., Interní technické zprávy společnosti ERA a.s.

[32] KUBAL, D., Interní technické zprávy společnosti ERA a.s.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$B$	Bázová matice.
$CC, M$	Maximální Dopplerův posuv pro odstraňování nestatického clutteru.
$DD$	Maximální Dopplerův posuv pro odstraňování hřebene.
$h$	Impulzová odezva přenosového kanálu.
$L, LL$	Počet zpoždění referenčního signálu/Počet nenulových vzorků impulzové odezvy.
$N$	Počet vzorků přijatého signálu.
$p$	Přijatý signál.
$q$	Odhad clutteru.
$r$	Referenční signál.
$s$	Šumový signál.
$T$	Počet vysílačů.
$y$	Signál po odstranění clutteru.
CAF	Cross-Ambiguity Function, vzájemná funkce neurčitosti.
CDMA	Code Division Multiple Access, kódový multiplex.
CPU	Central Processing Unit, centrální procesorová jednotka
DVB-T	Digital Video Broadcast-Terrestrial, digitální televizní vysílání přes pozemní vysílače.
ECA	Extensive Cancellation Algorithm, extenzivní algoritmus pro potlačení clutteru.
FDMA	Frequency Division Multiple Access, frekvenční multiplex.
FIR	Finite impulse response, filtr s konečnou impulzovou odezvou.
FM	Frequency Modulation, rozhlasové vysílání s frekvenční modulací.
Gen	V dokumentu používaná zkratka pro vektorový generátor.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying, gaussovské klíčování minimálním posuvem.
GNSS	Global Navigation Satellite System, Globální družicový polohový systém.
GPU	Graphics Processing Unit, grafická procesorová jednotka
Int	V dokumentu používaná zkratka pro zařízení společnosti Intriple.
LMS	Least-Mean-Square, nejmenší čtverce (metoda, filtr využívající tuto

	metodu).
“m01”	Optimální metoda pro potlačení statického clutteru bez ortogonalizace v CDMA systémech.
“m10”	Výchozí metoda pro potlačení statického clutteru bez ortogonalizace v FDMA systémech.
“m11”	Výchozí metoda pro potlačení statického clutteru s ortogonalizací v FDMA systémech.
“m02”	První suboptimální metoda pro potlačení statického clutteru bez ortogonalizace.
“m03”	Druhá suboptimální metoda pro potlačení statického clutteru bez ortogonalizace.
“m32”	Optimální metoda pro potlačení statického clutteru s ortogonalizací v CDMA systémech.
“m22”	První suboptimální metoda pro potlačení statického clutteru s ortogonalizací.
“m33”	Druhá suboptimální metoda pro potlačení statického clutteru s ortogonalizací.
“m221”	Suboptimální metoda pro potlačení statického a pohyblivého clutteru s ortogonalizací.
“m222”	Dvou-krokový algoritmus pro potlačení statického a pohyblivého clutteru a dalšího zkreslení způsobeného fázovým šumem s ortogonalizací.
“m223”	Suboptimální pro potlačení statického a pohyblivého clutteru a dalšího zkreslení způsobeného fázovým šumem v jednom kroku s ortogonalizací.
M	V dokumentu používaná zkratka pro medián.
MR	V dokumentu používaná zkratka pro mezikvartilové rozpětí.
MSPSR	MultiStatic Primary Surveillance Radar, multistatický primární přehledový radar.
NLMS	Normalized Least-Mean-Square, normalizované nejmenší čtverce (filtr využívající tuto metodu).
OSC.	V dokumentu používaná zkratka pro oscilátor.
PC	Personal computer, osobní počítač.
RCS	Radar Cross Section, radarová odrazná plocha.
R&S SMBV	Vektorový generátor od společnosti Rohde & Schwarz.
R&S FSV	Spektrální analyzátor od společnosti Rohde & Schwarz.
RLS	Recursive Least-Mean-Square, rekurzivní nejmenší čtverce (filtr využívající tuto metodu).
RX	V dokumentu používaná zkratka pro přijímač.
SA	V dokumentu používaná zkratka pro spektrální analyzátor.

SCA	Sequential Cancellation Algorithm, sekvenční algoritmus pro potlačení clutteru.
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio, poměr součtu výkonů užitečných signálů a clutteru k výkonu šumu a zkreslení.
SW	Software
TX	V dokumentu používaná zkratka pro vysílač.
WIFI	Bezdrátová komunikace v počítačové síti